

E 2040

11/80

RECEPUTA



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 24 Nr. 1 • MARTIE 1980



TIMISUL DE SUS '79

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 24

Nr. 1

martie 1980

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.383

CELULE SOLARE DIN GaAs
JONCTIUNI pn

Petrescu-Prahova, I.B., Mihailovici, P.: Celule solare din GaAs—AlGaAs.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 2

Se prezintă celule solare realizate în sistemul GaAs—AlGaAs destinate funcționării în regim de concentrare, cu factor de concentrare de aproximativ $\times 100$.

CZ. 622.785 : 621.317.6

DIODE SCHOTTKY Al/Si-n
CURENT PERIFERIC
METALIZARE CU Al

Dascălu, D. ș.a.: Efectul sinterizării asupra caracteristicilor electrice ale diodelor Schottky Al/Si-n.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 5

Lucrarea realizează investigarea efectului parametrilor sinterizării asupra caracteristicii directe I_F-V_F a diodelor Schottky.

CZ 621.38.001

TRANZISTOR BIPOLAR
CORELAȚII ZGOMOT — DEFECTE

Mihăilă, M.: Corelații calitative zgomot-defecte cristalografice în tranzistoare bipolare cu siliciu.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 9

Se stabilește cu certitudine că atât zgomotul de explozie, cit și nivelele ridicate de zgomot $1/f$ sînt consecința prezenței unor defecte cristalografice active electric în emitorii tranzistoarelor.

CZ 621.382.2.006.a2

DIODE SCHOTTKY
MICROUNDE
PROIECTARE

Grădinaru, G., Dorobanțu, A.: Proiectarea diodelor Schottky pentru microunde.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 12

Lucrarea expune o metodă generală de proiectare a diodelor Schottky de microunde pentru detecție și mixare prin stabilirea corelațiilor dintre caracteristicile de microunde și parametrii de structură. Metoda permite proiectarea oricărui tip de diodă de microunde din Si sau GaAs pe baza parametrilor de sensibilitate și zgomot în microunde pe un domeniu larg de frecvențe.

CZ 621.3.823

SILICIU EPITAXIAL
GROSIME

Brădău, Fl. ș.a.: Determinarea grosimii straturilor epitaxiale utilizînd corecția de fază în funcție de rezistivitatea substratului.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 19

La măsurarea prin spectrofotometrie a grosimii straturilor epitaxiale se aduce o corecție de fază ce ține seama de valoarea rezistivității substratului, ceea ce face obiectul lucrării.

CZ 621.38

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
MICROSCOP ELECTRONIC DE BALEIAJ
JONCTIUNI

Prisecaru, S.: Metoda EBIC pentru studierea dispozitivelor semiconductoare și analiza defectelor.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 22

Lucrarea prezintă o metodă utilă de studiere a dispozitivelor semiconductoare cu ajutorul microscopului electronic de baleiaj. În cadrul acestei metode microscopul electronic de baleiaj furnizează o posibilitate nedistructivă de studiere a dispozitivelor semiconductoare la nivelul joncțiunilor.

CZ 621.317

MĂȘTI DE CIRCUITE INTEGRATE
PROGRAM CINLAY

Liță, M., Profeta, H.: CINLAY Software de verificare și corectare interactivă a măștilor pentru CI.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 33

Articolul demonstrează că prin folosirea noului pachet de programare CINLAY se scurtează mult ciclul de verificare-corectare a desenelor cu ajutorul display-ului grafic interactiv.

CZ 621.317.799 : 621.382

CIRCUITE INTEGRATE LOGICE
SISTEM AUTOMAT DE TESTARE

Rolaru, C. ș.a.: Sistem automat de testare pentru circuite integrate logice.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 36

Se prezintă un sistem automat de testare a circuitelor integrate logice.

CZ 621.317

CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE
PROCESOR MICROPROGRAMAT

Niță, M. ș.a.: Procesor pentru caracterizarea C.I. analogice.

E.E.A.— Automatica și electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 39

Lucrarea are ca obiect modul de organizare, funcționare și programare ale unui procesor TTL (300 cipuri) proiectat pentru a crea condițiile necesare caracterizării automate a C.I. analogice.

CRONICĂ

45

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORȚOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULET; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2013. Taxele poștale plătite în numerar anul 1976 conform aprobării D.G.P.Te. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A.—ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM”—departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.385

СОЛНЕЧНЫЕ ЯЧЕЙКИ на GaAs ПЕРЕХОДЫ pn

Петреску-Прахова, И. Б., Михайлович, П.: Солнечные ячейки на GaAs-AlGaAs.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 2

Представляются солнечные ячейки, изготовленные в системе GaAs-AlGaAs предназначенные для работы в режиме концентрации, с коэффициентом концентрации приблизительно $\times 100$.

УДК 622.785: 621.317.6

ДИОДЫ ШОТТКИ Al/Si-n ПЕРИФЕРИЙНЫЙ ТОК МАТЕРИАЛИЗАЦИЯ с Al

Даскэлу, Д. и др.: Эффект синтеризации на электрические характеристики диодов Шоттки Al/S-n.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 5

Работа осуществляет исследование эффекта параметров синтеризации на прямую характеристику $I_F - V_F$ диодов Шоттки.

УДК 621.38.001

БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР ШУМНО-ДЕФЕКТНЫЕ СООТНО- ШЕНИЯ

Михэилэ, М.: Качественные шумно-дефектные кристаллографические соотношения в кремниевых биполярных транзисторах.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 9

Достоверно определяется, что следствием наличия некоторых кристаллографических дефектов электрически активны в эмиттерах транзисторов являются, как взрывной шум, так и повышенные уровни шума $1/f$.

УДК 621.382.2.006.2

ДИОДЫ ШОТТКИ МИКРОВОЛНЫ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Грэдинару, Г. Доробанцу, А.: Проектирование диодов Шоттки для микроволн.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 12

В работе представлен общий метод проектирования детекторных и смесительных диодов Шоттки для микроволн при помощи определения соотношений между микроволновыми характеристиками и структурными параметрами. Метод позволяет проектирование любого типа микроволнового диода на Si или GaAs на основе чувствительного шумного параметров в микроволнах при широком диапазоне частоты.

УДК 621.382.3

ЭПИТАКСИАЛЬНЫЙ КРЕМНИЙ ТОЛЩИНА

Брэдэу, Ф. и др.: Определение толщины эпитаксиальных слоев, используя выравнивание фаз в зависимости от удельного сопротивления подложки.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 19

При измерении спектрофотометрией толщины эпитаксиальных слоев приводится выравнивание фаз, учитывая значение удельного сопротивления подложки, являясь предметом настоящей работы.

УДК 621.38

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИ- БОРЫ ЭЛЕКТРОННЫЙ МИКРОСКОП РАЗВЕРТКИ ПЕРЕХОДЫ

Присекару, С.: EBIC методы для изучения полупроводниковых приборов и анализа дефектов.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 22

В работе представлен полезный метод для изучения полупроводниковых приборов с помощью электронного микроскопа развёртки. В рамках этого метода электронный микроскоп развёртки даёт неразрушительную возможность для изучения полупроводниковых приборов на уровне переходов.

МАСКИ ДЛЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ CINLAY ПРОГРАММА

Лицэ, М., Профета, Х.: CINLAY Software для проверки и межактивного корректирования маск для интегральных микросхем.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 33

Настоящая статья показывает, что с использованием нового блока программирования CINLAY значительно сокращается цикл проверки-корректирования рисунков при помощи графического межактивного дисплея

ДК 62 317.7 9 621.382

ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ТЕСТИРОВКИ

Ротару, К. и др.: Автоматическая система тестирования логических интегральных микросхем.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 36

Представляется автоматическая система тестирования логических интегральных микросхем.

УДК 621.317

АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ МИКРОПРОГРАММИРУЕМЫЙ ПРОЦЕССОР

Ницэ, М. и др.: Процессор для характеристики аналоговых интегральных микросхем.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 39

Предметом этой работы является способ организации, работы и программирования процессора TTL (300 чил), проектированного для создания необходимых условий для автоматической характеристики аналоговых интегральных микросхем

INHALT

DK 621. 383

SOLARZELLEN AUS GaAs ÜBERGÄNGE pn

Petrescu-Prahova, I.B., Mihailovici, P.: Solarzellen aus GaAs-AlGaAs.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, Nr. 1, März 1980, s. 2

Es werden Solarzellen, hergestellt in GaAs-AlGaAs-System bestimmt zum Betrieb in Konzentrationszustand, mit einem Konzentrationsfaktor vom ungefähr $\times 100$, beschrieben.

DK 622.785: 621.317

SCHOTTKY DIODEN Al/Si-n PERIPHERIESTROM METALLISIERUNG MIT Al

Dascălu, D. und andere: Die Wirkung der Sinterisierung auf die elektrischen Charakteristiken der Schottkydioden.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, Nr. 1, März 1980, s. 5

Die Arbeit behandelt die Forschung der Wirkung der Sinterisierungsparameter auf die direkte Charakteristik $I_F - V_F$ der Schottkydioden.

DK 621.38.0 0

ZWEIPOLIGER TRANSISTOR BEZIEHUNGEN GERAUSCH-STÖRUNGEN

Mihăilă, M.: Qualitative Beziehungen zwischen Geräusch- und kristallographischen Störungen, bei zweipoligen Transistoren mit Silizium.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, Nr. 1, März 1980, s. 9

Es wird mit Genauigkeit festgestellt dass das Explosionsgeräusch wie auch die hohen Geräuschpegel $1/f$, die Forderung der Anwesenheit von gewissen kristallographischen aktiven elektrischen Störungen, in den Emittoren der Transistoren, sind.

DK 621.382.2.006.2

SCHOTTKYDIODEN MICROWELLEN PROJEKTIERUNG

Grădinaru, G., Dorobanțu, A.: Projektierung der Schottky-dioden für Mikrowellen.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 1, März 1980, s. 12

Die Arbeit behandelt eine allgemeine Projektierungsmethode der Mikrowellen-Schottkydioden für Gleichrichtung und Mischung mittels Feststellung der Beziehungen zwischen den Mikrowellencharakteristiken und den Strukturparametern. Die Methode gestattet die Projektierung jedes Types von Mikrowelldioden aus Si oder GaAs, aufgrund der in Mikrowellen vorhandenen Empfindlichkeit- und Geräuschparameter, in einem grossen Frequenzbereich.

DK 621.382.3

EPITAXIAL SILIZIUM DICKE

Brădău, Fl. und andere: Die Bestimmung der Dicke der Epitaxialunterlagen, unter Anwendung des Phasenausgleiches, vom spezifischen Widerstand der Unterlage abhängig.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 1, März 1980, s. 19

Bei der Messung mittels Spektrophotometrie, der Dicke der Unterlagen, erfolgt ein Phasenausgleich, welcher den Wert des spezifischen Widerstandes der Unterlage in Betracht zieht — dies ist der Gegenstand dieser Arbeit.

DK 621.38

HALBLEITENDE VORRICHTUNGEN ELECTRONISCHES MIKROSKOP MIT KIPPABLENKUNG ÜBERGÄNGE

Prisecaru, S.: Die BBIC-Methode zum Studieren der halbleitenden Vorrichtungen und für die Analyse der Störungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 1, März 1980, s. 22

Die Arbeit beschreibt eine praktische Methode zum Studieren der halbleitenden Vorrichtungen, mit Hilfe des elektronischen Mikroskopes mit Kippablenkung. Im Rahmen dieser Methode, bietet das elektronische Mikroskop mit Kippablenkung die nichtvernichtende Möglichkeit zum Studieren der halbleitenden Vorrichtungen, am Niveau der Übergänge.

DK 621.317

MASKEN FÜR INTEGRIERTE SCHALTUNGEN CINLAY PROGRAM

Liță, M., Profeta, H.: CINLAY Software für Prüfung und Korrigierung mit Wechselwirkung, der Masken für integrierte Schaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 1, März 1980, s. 33

Der Arbeit beweist dass durch Anwendung des neuen Programmpaketes CINLAY, der Prüfung-Korrigierungszyklus der Zeichnungen, mit Hilfe des gezeichneten Display mit Wechselwirkung, erheblich gekürzt wird.

DK 621.317.799: 621.382

LOGISCHE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN AUTOMATISCHES TESTSYSTEM

Rotaru, C. und andere: Automatisches Testsystem für logische, integrierte Schaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 1, März 1980, s. 36

Es wird ein automatisches Testsystem für logische, integrierte Schaltungen, dargestellt.

DK 621.317

ANALOGISCHE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN MIKROPROGRAMMIERTER PROZESSOR

Niță, M., u.a.: Prozessor zwecks Charakterisierung der analogen integrierten Schaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 24 Nr. 1, März 1980, s. 39

Die Arbeit hat als Gegenstand die Organisierung, den Betrieb und die Programmierung eines TTL-prozessors (300 Chipen), der zwecks der Schaffung der erforderlichen Bedingungen für die automatische Charakterisierung der analogen integrierten Schaltungen, projektiert wurde.

CONTENTS

CD 621.383

GaAs SOLAR CELLS pn JUNCTIONS

Petrescu-Prahova, I.B., Mihailovici, P.: GaAs—AlGaAs solar cells.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 2

Solar cells obtained within the GaAs—AlGaAs system designed for operating in concentration regime with a concentration rate of aprox. $\times 100$ are presented.

CD 622.785: 621.317.6

Al/Si-n SCHOTTKY DIODES PERIPHERAL CURRENT Al-METALLIZED

Dascălu, D. a.a.: Sinterization effect on the electrical characteristics of Al/Si-n Schottky diodes.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 5

This work investigates the effect of the sinterization parameters on the forward characteristic $I_F - V_F$ of Schottky diodes.

CD 621.38.001

BIPOLAR TRANSISTOR NOISE-DEFECTS CORRELATIONS

Mihăilă, M.: Noise-defects qualitative correlations in Si bipolar transistors.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 9

This work states positively that both the shot noise and noise high levels $1/f$ are the result of the existence of some crystallographic defects that are electrically active in transistor emitters.

CD 621.382.2.006.2

SCHOTTKY DIODES MICROWAVES DESIGN

Grădinaru, G., Dorobanțu, A.: Schottky diode design for microwaves.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 12

This work explains a general design method for detection and mixing microwaves Schottky diodes by determining the correlations between the microwaves characteristics and the structural parameters. This method allows the design of any type of Si or GaAs microwave diode using the noise and sensitivity parameters of microwaves over a wide frequency range.

CD 621.3.823

EPITAXIAL SILICON THICKNESS

Brădău, Fl. a.a.: Measuring of the epitaxial layer thickness using the phase correction function of the substrate resistivity.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 19

When measuring by spectrophotometry the epitaxial layer thickness, it can be made a phase correction that takes into account the substrate resistivity value; this is the object of this paper.

CD 621.38

SEMICONDUCTOR DEVICES ELECTRON SCANNING MICROSCOPE JUNCTIONS

Prisecaru, S.: EBIC method for semiconductor devices investigation and fault analysis.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 22

This paper offers a working method for the semiconductor device investigation by the electron scanning microscope. The electron scanning microscope provides an undistructive mode of studying the semiconductor devices at the junction level.

OD 621.317

INTEGRATED CIRCUIT MASKS CINLAY PROGRAMME

Liță, M., Profeta, H.: Software Cinlay for interactive checking and correction of I.C. masks.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 33

This paper proves that by using the new Cinlay programme pack, the pattern checking-correction cycle is by far reduced using the interactive graphic display.

CD 621.317.799: 621.382

LOGIC INTEGRATED CIRCUITS AUTOMATIC TESTING SYSTEM

Rotaru, C. a.a.: Automatic testing system for logic I.C. 's.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 36

An automatic system for testing logic I.C.'s is presented.

CD 621.317

ANALOGUE INTEGRATED CIRCUITS MICROPROGRAMMED PROCESSOR

Niță, M. a.a.: Processor for characterization of analogue I.C. 's.

E.E.A. — Automatica și Electronica 24, nr. 1, mar 1980, p. 39

This paper deals with the structure, operating and programming mode of a TTL processor (300 chips) designed for obtaining the necessary conditions for the automatic characterization of analogue I.C.'s.

SOMMAIRE

CD 621.383.

CELLULES SOLAIRES DE GaAs JONCTIONS pn

Petrescu-Prahova, I. B., Mihailovici, P. : Cellules solaires de GaAs—AlGaAs.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 2

L'ouvrage présente des cellules solaires réalisées dans le système GaAs—AlGaAs destinées pour la fonction dans le régime de concentration, au facteur de concentration d'approximatif $\times 100$.

CD 622.785 : 621.317.6

DIODES SCHOTTKY Al/Si-n COURANT PERIPHERIQUE METALLISATION AVEC Al

Dascălu, D. et. au. : L'effet de la sinterisation sur les caractéristiques électriques des diodes Schottky Al/Si-n.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 5

L'ouvrage traite de l'investigation de l'effet des paramètres de la sinterisation sur les caractéristiques directes $I_F - V_F$ des diodes Schottky.

CD 621.38.001

TRANSISTOR BIPOLAIRE CORRÉLATIONS BRUIT-DÉFAUTS

Mihăilă, M. — Corrélations qualitatives bruit-défauts cristallographiques dans les transistors bipolaires au Si.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 9

On établit avec certitude que le bruit d'explosion et les niveaux intenses de bruit $1/f$ sont la conséquence de la présence des défauts cristallographiques actifs au point de vue électrique dans les émetteurs des transistors.

CD 621.382.2.006.2

DIODES SCHOTTKY MICRO-ONDES PROJECTION

Grădinaru, G., Dorobanțu, A. : La projection des diodes Schottky pour les micro-ondes.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 12

L'ouvrage expose une méthode générale de projection des diodes Schottky de micro-ondes pour détection et mélange par la détermination des corrélations entre les caractéristiques de micro-ondes et les paramètres de structure. La méthode permet la projection de n'importe quel type de diode de micro-ondes de Si ou GaAs sur la base des paramètres de sensibilité et de bruit dans les micro-ondes sur un large domaine de fréquence.

CD 621.382.3

SILICIUM ÉPITAXIALE ÉPAISSEUR

Brădău, Fl. et au. : La détermination de l'épaisseur des couches épitaxiales en utilisant la correction de phase en fonction de la résistivité du sous-couche.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 19

A la mesure par la spectrophotométrie de l'épaisseur des couches épitaxiales est apportée une correction de phase qui

tient compte de la valeur de la résistivité du sous-couche, ce qui fait l'objet de l'ouvrage.

CD 621.38

DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE DE BALAYAGE JONCTIONS

Prisecaru, S. : Méthodes EBIC pour l'étude des dispositifs semiconducteurs et l'analyse des défauts.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 22

L'ouvrage a présente une méthode utile pour l'étude des dispositifs semiconducteurs à l'aide du microscope électronique de balayage. Par cette méthode le microscope électronique de balayage fournit une possibilité non-destructive pour l'étude des dispositifs semiconducteurs au niveau des jonctions.

CD 621.317

MASQUES DE CIRCUITS INTÉGRÉS PROGRAMME CINLAY

Liță, M., Profeta, H. : CINLAY software de vérification et de correction interactive des masques pour les circuits intégrés.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 33

L'article démontre que par l'utilisation du nouveau paquet de programmation CINLAY le cycle de vérification-correction des dessins à l'aide du display graphique interactif est beaucoup réduit.

CD 621.317.799 : 621.382

CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES SYSTÈME AUTOMATIQUE D'ESSAI

Rotaru, E. et au. : Système automatique d'essai pour des circuits intégrés logiques.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 36

On présente, un système automatique d'essai des circuits intégrés logiques.

CD 21.317

CIRCUITS INTÉGRÉS ANALOGIQUES PROCESSEUR MICRO-PROGRAMME

Niță, M., et. au. : Processeur pour la caractérisation des C.I. analogiques.

E.E.A.— Automatica și Electronica 24, nr. 1, mars 1980, p. 39

L'ouvrage a comme objet le mode d'organisation, de fonctionnement et de programmation d'un processeur TTL projeté pour créer les conditions nécessaires à la caractérisation automatique des circuits intégrés analogiques.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 1

Conferința anuală de semiconductoare a ICCE

Timișul de Sus a găzduit între 11 și 13 octombrie 1979 cea de a doua conferință anuală de semiconductoare a ICCE (CCSITS), cel mai important forum de prezentare a rezultatelor recente în cercetarea și dezvoltarea componentelor electronice semiconductoare. Această conferință — bine cunoscută acum sub denumirea prescurtată CAS — este singura manifestare tehnico-științifică din cele care se organizează în țara noastră în domeniul electronicii, la care autorii sint provocați la o concentrare a eforturilor pentru ca lucrările lor să treacă de filtrul criticii referenților.

La actuala ediție CAS a înregistrat o participare cu 50 % mai mare decît la ediția sa precedentă, ceea ce i-a determinat pe organizatori și pe referenți la o muncă, nu ușoară, de revizie și selecție pentru a alcătui un program compatibil cu capacitatea facilităților de la Timiș. Cele 100 lucrări acceptate au fost comunicate în 11 secțiuni care acoperă bine domeniul științei și tehnicii semiconductoarelor: cîte două secțiuni de „tehnologii și metode de caracterizare”, „analiză și modelare”, „sisteme de testare” și cîte o secțiune de „microprocesoare și sisteme microprogramate”, „circuite integrate”, „dispozitive și sisteme optoelectronice”, „dispozitive de microunde și neconvenționale” și „aplicații”.

Includerea în program a unei secțiuni dedicate microprocesoarelor a reflectat starea de fapt a impactului în electronica românească a revoluției tehnice declanșată la scară mondială de această componentă.

Spre satisfacția organizatorilor ediția de anul acesta a Conferinței a reușit să atragă o parte semnificativă (dacă nu chiar cea mai semnificativă) a lucrătorilor noștri din domeniul electronicii semiconductoarelor, stringînd la un loc elita cercetătorilor din ICCE, IPRS-Băneasa, Institutul politehnic-București, Institutul de fizica și tehnologia materialelor, Institutul de cercetări electronice ș.a.

Cercetătorii de semiconductoare prezenți la conferință au fost onorați de participarea, în cadrul unei secțiuni speciale, a tovarășului adjunct al ministrului industriei construcțiilor de mașini Alexandru Necula, șeful Departamentului industriei electronice și electrotehnice, care a rostit o cuvîntare de 40 de minute. Receptivi atît la felicitările, cît și la criticile adresate cu această ocazie lucrătorii de semiconductoare din ICCE speră să dovedească și mai mult, în continuare, prin rezultate valorificate, creativitate și eficiență.

Numărul de față al revistei „Electrotehnica electronica și automatica” dedicat în întregime CAS/ICCE—1979, selecționează 9 lucrări din cele mai reprezentative comunicate la conferință, la alegerea lor contribuind și forma de redactare pentru o publicare rapidă. Restul lucrărilor urmează să se publice ulterior pe măsura prezentării conform cerințelor redacționale ale revistei și disponibilității spațiului editorial.

Mulțumind tuturor participanților pentru creditul acordat Conferinței anuale de semiconductoare, comitetul de organizare îi invită la ediția sa viitoare, CAS/ICCE—1980, care va avea loc între 9 și 12 octombrie 1980, în același loc.

Dr. ing. C. Bulucea

Președintele Comitetului

de organizare a CAS/ICCE—1979

Celule solare din GaAs—AlGaAs

PETRESCU-PRAHOVA, P. MIHAIOVICI* — BUCUREȘTI

Introducere

Conversia fotovoltaică a energiei solare în energie electrică este una din căile prin care se speră depășirea actualei crize energetice. Cercetările desfășurate pe un front larg în căutarea de noi tehnologii, materiale și dispozitive nu au indicat încă un candidat unic. Pentru a face o alegere trebuie să fie puse în balanță eficiența de conversie, costul materialelor, al instalării, al operării, ca și al terenului folosit. Una dintre concluziile recente [1] este că, datorită costurilor înalte ale instalării și operării centralelor fotovoltaice, există o eficiență minimă a celulelor, la care sistemele fotovoltaice de generare a energiei electrice pot concura încă pe cele clasice. Sub această limită, pe care estimările actuale o situează la 8—10%, sistemele fotovoltaice nu sînt competitive, chiar dacă celulele sînt de cost zero. În cadrul acestei perspective, celulele solare din sistemul GaAs—AlGaAs prezintă cîteva avantaje certe: au eficiența de conversie ridicată, de 15 pînă la 23 procente [2, 3], care se păstrează la funcționarea la temperaturi înalte, și pot suporta concentrări de ordinul $\times 1\,000$ [3]. Dezavantajul principal, costul ridicat al materialelor inițiale, se încearcă a fi depășit prin perfecționări ale tehnologiei de fabricație, în special ale procesului LPE [4].

În lucrare se prezintă celule solare realizate în sistemul GaAs—AlGaAs, destinate funcționării în regim de concentrare, cu factor de concentrare de aproximativ $\times 100$. La acești factori de concentrare, costul sistemelor de concentrare echilibrează deja pe cel al celulelor [5]. Factori mai mari de concentrare sînt greu de realizat cu sisteme optice simple.

1. Obținerea celulelor

Structura celulelor a fost obținută prin creștere epitaxială din fază lichidă a mai multor straturi de GaAs și $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ pe substraturi de GaAs de tip *n* orientate pe direcția 100. Substraturile au fost dopate cu Te, avînd

concentrațiile de purtători în limitele 5×10^{17} — $2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Datele din literatură [6, 7] indică pentru acest tip de material o lungime de difuzie a purtătorilor minoritari de 0,5—0,8 μm . Straturile au fost crescute într-un creuzet de grafit cu piston [8] modificat, pentru a permite folosirea unei plachete pentru saturarea soluțiilor de creștere [9]. În acest creuzet soluțiile de Ga, saturate cu Al și As, sînt împinse în spațiul lăsat liber deasupra substraturilor, creșterea avînd loc din grosimi mici de soluție (0,4 mm). Creșterea succesivă a straturilor epitaxiale se face prin împingerea cu ajutorul pistonului a unei soluții de creștere cu următoarea, astfel că suprafața de creștere nu este supusă atacului urmelor de oxigen din reactor, care ar putea introduce defecte de interfață. Pentru a micșora efectul amestecului soluțiilor de creștere, volumul inițial de soluție depășește de 2—3 ori spațiul de deasupra substraturilor.

Creuzetul folosit pînă în prezent permite creșterea a patru straturi succesive. Ultimul dintre straturile crescute este stratul de oprire, cu indice de compoziție $x = 0,98$ — $0,99$, obținut dintr-o soluție cu concentrație foarte mare de Al. Acest strat se înlătură prin atac cu soluție de acid clorhidric diluat. Înaintea stratului de oprire se crește cu un strat de GaAs de tip *p* pe care se pot obține contacte ohmice de rezistență specifică joasă. Uneori contactele ohmice au fost depuse direct pe stratul fereastră de AlGaAs de tip *p*. Cînd stratul de GaAs pentru contacte este prezent, el se înlătură pe suprafața liberă de contacte a celulei cu decapanți selecțivi.

Temperatura de începere a ciclului de răcire a fost de 880—885°C, iar viteza de răcire, de 0,7—1°C/min. Intervalele de răcire au fost astfel alese ca să se obțină grosimile dorite de GaAs sau $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$. Valorile măsurate ale grosimilor straturilor au corespuns valorilor calculate folosind metoda expusă în lucrarea [10].

După înlăturarea stratului de oprire celulele au fost pregătite pentru depunerea contactelor prin înlăturarea chimică a 0,5—1 μm din ultimul strat crescut. Pe partea *p* a structurii contactul este realizat dintr-un aliaj Au—Zn

* Petrescu-Prahova, I.B. și Mihailovici, P. sînt cercetători la IFTM—București.

(4% Zn în greutate), iar pe partea n dintr-un aliaj eutectic Au—Ge. Condițiile optime pentru realizarea contactelor ohmice sînt expuse în lucrarea [11]. Grila colectoare pe partea p a structurii a fost definită prin metode fotolitografice, prin atacul stratului metalic depus în soluție de $I_2 : KI$. Grila metalică are formă de pieptene, cu intervalul dintre dinți de 300 μm , lungimea dinților de 5 mm și grosimea de 70 μm . Un interval redus între dinți este esențial funcționării în regim de concentrare [12]. Deoarece grosimea dinților nu a fost optimizată, rezultatele asupra curentului de scurtcircuit au fost corectate, neincluzînd suprafața acoperită. Suprafața celulelor a variat între 0,1 și 0,6 cm^2 .

Pe celule test a fost depus un strat antireflex de SiO de grosime $\lambda/4$ pentru radiația de 600 nm. Grosimea stratului antireflex a fost controlată în timpul depunerii cu metode optice. Prin înlăturarea reflexiei la interfața AlGaAs aer, curentul de scurtcircuit a crescut de 1,3 ori, în concordanță cu valorile măsurate ale reflexiei la interfața menționată [13]. Majoritatea celulelor descrise în continuare nu au avut acoperire antireflexă, astfel că valorile indicate în condiții de iluminare standard corespund celor măsurate, corectate pentru pierderile prin reflexie.

2. Tehnici de măsură

În măsurătorile de rutină sînt incluse valorile curentului de scurtcircuit I_{sc} și ale tensiunii în circuit deschis V_0 la iluminări de aproximativ 100 mW/cm^2 de la un arc cu xenon. Cîteva celule au fost măsurate prin iluminare cu lumină solară, la amiază, contîndu-se pe o iluminare de 90—95 mW/cm^2 .

Pentru măsurarea factorului de umplere caracteristic $I-V$ a fost ridicată punct cu punct în condițiile de iluminare menționate anterior. Valorile pentru diferite puncte au fost înregistrate de un calculator Tektronix 31, care calculează valorile $I \cdot V / I_{sc} \cdot V_0$ și păstrează maximul lor.

Concentrarea s-a realizat folosind un obiectiv de aparat fotografic de deschidere 1/1,8. Variația factorului de concentrare s-a obținut cu ajutorul diafragmei. Dimensiunea imaginii lămpii de xenon a fost de $\Phi 0,2-0,3$ cm.

Caracteristicile spectrale au fost măsurate cu ajutorul unui monocromator cu prismă. Sursa de lumină a fost un bec cu filament de wolfram. Fotorăspunsul a fost măsurat cu ajutorul unui amplificator selectiv. Măsurătorile au fost asistate de calculatorul Tektronix 31, care corectează valorile măsurate pentru spectrul de emisie al lămpii și cel de transmisie al monocromatorului și normalizează spectrele la aceeași valoare maximă. Valorile pentru corecție au fost obținute folosind ca receptor un detector neselectiv cu efect termic.

3. Rezultate experimentale

Au fost studiate, în principal, două tipuri de structuri, la care s-au modificat tipul dopanților și indicele de compoziție al stratului fereastră.

Un prim tip de structură a constat din creșterea stratului fereastră direct pe substratul de GaAs, obținut prin metoda Bridgman. Dopantul stratului fereastră a fost Ge sau Ge+Zn. Ge adăugat soluției de creștere (10% at) asigură un nivel al concentrației de purtători la temperatura camerei de $10^{17} cm^{-3}$ [14]. Ge difuzează greu în GaAs, astfel că la doparea numai cu el a stratului fereastră joncțiunea $p-n$ coincide cu heterojoncțiunea GaAs—AlGaAs. Adăugarea Zn în soluția de creștere (0,25 și 0,5% at) ridică nivelul dopării stratului fereastră la $2-4 \times 10^{17} cm^{-3}$ [15] și produce deplasarea joncțiunii $p-n$ în substrat, datorită difuziei Zn pe durata procesului de creștere epitaxială. La nivelul de dopare folosit și durate de creștere de 30', adîncimea de pătrundere a joncțiunii $p-n$ este de 0,25—0,4 μm [16].

În figura 1 este arătată dependența spectrală pentru trei structuri cu $x = 0,7$, dopate cu 10% Ge și 0, 0,25, 0,50% Zn, adăugate soluției de creștere a stratului fereastră. Stratul

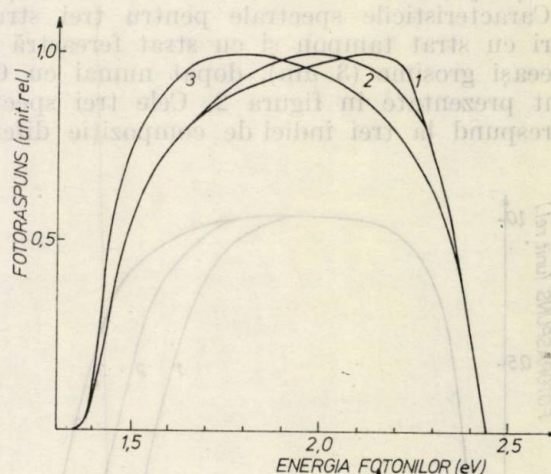


Fig. 1. Fotorăspunsul structurilor cu stratul fereastră crescut direct pe substrat; $x = 0,7$; dopate 10% Ge și 0, 0,25, 0,5% Zn (celulele 1, 2, 3).

fereastră are grosimi de 3—4 μm . Primul spectru, fără dopare cu Zn, se caracterizează prin sensibilitate redusă la energii mici a fotonilor incidenti. Radiația respectivă are cea mai mare adîncime de pătrundere și purtătorii generați în GaAs nu pot fi colectați datorită lungimii de difuzie mici în substrat (0,5—0,8 μm [6, 7]). Eficiența colectării la energii mici ale fotonilor se îmbunătățește la pătrunderea joncțiunii $p-n$ în substrat, lungimea de difuzie a electronilor în materialul de tip p fiind de cîteva ori

mai mare. Totuși, pentru cazul dopării cu 0,5% Zn, se constată o scădere a răspunsului la energii mari ale fotonilor, ceea ce arată o colectare parțială a purtătorilor creați la interfața heterojuncțiunii și o lungime de difuzie insuficientă a electronilor în GaAs de tip *p*. Așadar, structurile realizate prin creșterea stratului fereastră direct pe substrat au pierderi de colectare, fie la energii mici, fie la energii mari ale fotonilor, datorită lungimilor de difuzie relativ mici, atât L_p , cât și L_n , condiționate de defectele existente inițial în substrat.

Valorile corectate ale densităților curenților de scurtcircuit la iluminare în lumină solară (13 iulie) au fost de 16,5 și 19 mA/cm² pentru celulele 1 și 3 din figura 1.

Calitatea joncțiunilor *p-n* la aceste celule este slabă, ceea ce se reflectă prin valori relativ scăzute ale tensiunii în circuit deschis și ale factorului de umplere. Valorile tipice sînt de 0,8 V și, respectiv, de 0,7. Calitatea joncțiunilor este influențată în mare măsură de starea suprafeței substratului în prelucrările mecanice și chimice dinaintea creșterii.

Un alt tip de structură studiat a avut inclus un strat tampon de GaAs de tip *n*, între substrat și stratul fereastră. Stratul este dopat cu Sn la nivelul 2×10^{17} cm⁻³. În acest tip de material lungimea de difuzie a golurilor este mai mare de 2 μm [7]. Grosimea stratului a fost de 5–6 μm.

Caracteristicile spectrale pentru trei structuri cu strat tampon și cu strat fereastră de aceeași grosime (3 μm), dopat numai cu Ge, sînt prezentate în figura 2. Cele trei spectre corespund la trei indici de compoziție diferiți

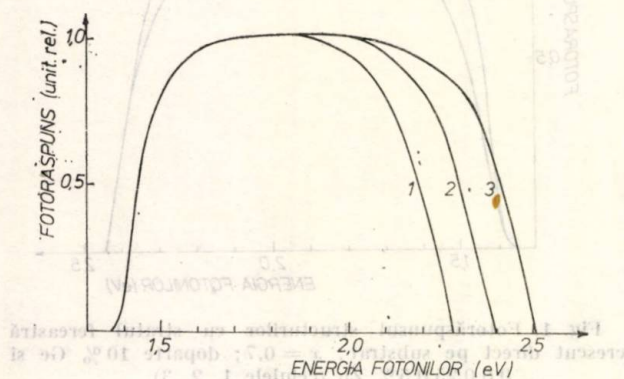


Fig. 2. Fotorăspunsul celulelor cu strat tampon; $x = 0,68$, 0,74, 0,8 (celulele 1, 2, 3).

($x = 0,68$, 0,74 și 0,8). Se observă un răspuns plat pentru toate cele trei celule, spectrale deosebindu-se datorită variației cu indicele de compoziție a limitei de absorbție pentru tranzițiile bandă de valență — minimul Γ al benzii de conducție [17]. Răspunsul bun la energii mici ale fotonilor arată că purtătorii generați în adâncimea stratului de GaAs de tip *n* difuzează la heterojuncțiunea *p-n* și sînt colectați.

Aceste celule au prezentat cele mai ridicate valori ale curentului de scurtcircuit și anume 21 mA/cm² pentru dioda 3 (13 iulie).

În afară de valorile relativ bune pentru densitățile curenților de scurtcircuit, celulele cu strat tampon se caracterizează și prin valori bune ale tensiunii în circuit deschis și ale factorului de umplere. Valorile tipice ale tensiunii în circuit deschis sînt de 0,90–0,92 V la iluminare în lumină solară. Valorile factorului de umplere, măsurate cu lampă cu xenon la iluminări de aproximativ 100 mW/cm² sînt cuprinse între 0,74 și 0,8. În figura 3 este prezentată caracteristica *I-V* pentru dioda 3 din figura anterioară, factorul de umplere fiind obținut așa cum s-a arătat la punctul 3.

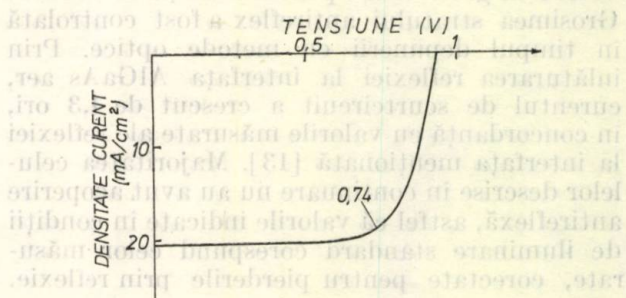


Fig. 3. Caracteristica *I-V* la iluminare; factor de umplere 0,74.

În figura 4 este arătată dependența curentului de scurtcircuit de mărimea factorului de concentrare. Valorile măsurate au fost raportate la valoarea obținută la iluminare de aproximativ 100 mW/cm². Celula măsurată este celula 3 din figura 2. Se constată că pentru această

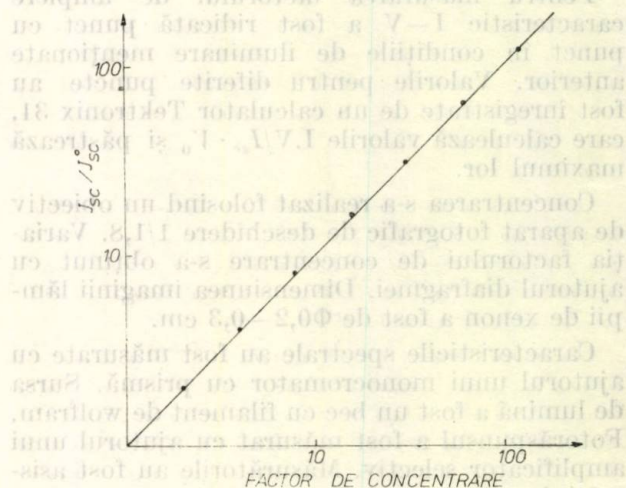


Fig. 4. Caracteristica curent de scurtcircuit — factor de concentrare; j_{sc0} corespunde iluminării solare.

celulă dependența este perfect liniară pînă la factori de concentrare $\times 128$. Factori mai mari de concentrare nu au fost încercați. La valoarea maximă a factorului de concentrare tensiunea

în circuit deschis a fost de 1,02 V, ceea ce indică o ușoară creștere a eficienței de conversie.

În concluzie, se poate spune că structurile cu strat tampon prezintă avantaje certe asupra celor crescute direct pe substrat. Performanțele celulelor pot fi încă îmbunătățite prin includerea unui strat epitaxial de GaAs de tip *p*, de 0,5–1 μm grosime, între stratul tampon și stratul fereastră, numărul total de straturi epitaxiale ridicându-se în acest caz la 5.

Bibliografie

- [1] Industrial Research, vol 21, nr. 3, 1979, p. 42.
- [2] Woodall, J.M., Hovel, H.J.J. Vac Sci. Technol., 12, p. 1 000, 1975.
- [3] James, J.W., Moon, R.L. Appl. Phys. Letters, 26, 1975, p. 467.
- [4] Kamath, G.S., Evan J., Knechtli, R.C. Proc. 12 IEEE Photovoltaic Specialist Conference, 1976, p. 929.
- [5] Hovel, H.J. IMB J. Research and Develop. 22, 1978, p. 112.

- [6] Sekela, A.M., Feucht, D.L., Milnes, A.G. IEEE Trans. Elec. Devices, ED-24, 1977, p. 373.
- [7] Hovel, H.J., Woodall, J.M. Proc. 11 IEEE Photovoltaic Specialist Conference, 1975, pp. 433.
- [8] Alferov J.I. și colab. Kristall und Technik, 11, 1976, p. 1013.
- [9] Dowson, L.R. Crystal Growth, J. 27, 1974, p. 86.
- [10] Petrescu-Prahova, I.B., Mihailovici, P., Lăzărescu, M. CAS-78.
- [11] Petrescu-Prahova, I.B., Mihailovici, P., Antohi, S., Grigorescu, C. Simp. Fenomene fizice și chimice la interfețe, Baia Mare 1979.
- [12] Fossum, J.G., Burgess, E.L. Proc 12 IEEE Photovoltaic Specialist Conf. 1976, p. 737.
- [13] Sahai, R., Edwal, D.D., Cory S., Harris, J.S. Proc 12 IEEE Photovoltaic Specialist Conf, 1976, p. 989.
- [14] Springthorpe, A.J., King, F.D., Becke, J.A. Elec. Mat. 4, 100, 1975.
- [15] Zembalov H.I., și colab. Al IV Simp. asupra proceselor de creștere și sinteză a monocristalelor și straturilor semic. Novosibirsk, 1975, p. 142.
- [16] Hovel, H.J., Woodall, J.M.J. Electrochem. Soc. 120, 1973, 1246.
- [17] Ewen, J., Kamath, G.S., Knechtli, R.C. Proc. 11 IEEE Photovoltaic Specialist Conference 1975, p. 409.

CZ 622.785 : 621.317.6

DIODE SCHOTTKY Al/Si-n
CURENT PERIFERIC
METALIZARE CU Al

Efectul sinterizării asupra caracteristicilor electrice ale diodelor Schottky Al/Si-n

DAN DASCĂLU, GHEORGHE BREZEANU, ALEXANDRU PETRU DAN, DIMA B.C. * — BUCUREȘTI

Introducere

Metalizarea cu Al este larg folosită în tehnologia dispozitivelor semiconductoare și a circuitelor integrate cu siliciu. Cu aproape un deceniu în urmă un interes deosebit a stîrnit fabricarea diodelor Schottky și circuitelor integrate Schottky TTL cu contacte Al—Si [1, 2] printr-un proces simplu, compatibil cu tehnologia planară standard. Importanța tratamentului termic în optimizarea performanțelor electrice ale diodelor Schottky a fost subliniată de Yu și Mead [3].

Tratamentul termic al metalizării cu Al (numit uneori sinterizare) este obligatoriu în obținerea unor contacte electrice reproductibile industrial. Se asigură astfel un contact intim Al—Si, prin reducerea peliculei foarte subțiri (10–20 Å) de SiO₂ care acoperă suprafața Si expusă în atmosferă. Dar tratamentul termic activează în același timp dizolvarea Si în Al [4, 5], proces neuniform și periculos pentru integritatea dispozitivului (scurtcircuitarea joncțiunilor puțin adînci, întreruperea peliculei de metalizare la treapta peste oxid) [5].

Relativ recent s-a constatat variația barierei energetice pentru electroni ($e \Phi_{Bn}$) la contactul

Schottky Al/Si—n cu temperatura de sinterizare [6] sau viteza de răcire [7], modificare atribuită unui strat p^+ , care apare prin recrystalizarea siliciului dopat cu Al în timpul răcirii (solubilitatea solidă a Si în Al scade rapid cu temperatura [8]. Datele obținute sînt însă neconcordanțe [7, 8]. Tratarea unidimensională a contactului se dovedește deficitară [8].

Lucrarea de față își propune investigarea efectului parametrilor sinterizării asupra caracteristicii directe $I_F - V_F$ a diodelor Schottky. Elemente noi sînt: a — testarea diodelor de diametre diferite și punerea în evidență a unor efecte periferice; b — sesizarea și explicarea discrepantei sistematice între barierele energetice obținute prin metode diferite; c — corelarea caracteristicilor electrice cu micrografiile interfeței.

I. Rezultate experimentale

S-au fabricat structuri de test cu contacte de diametre D diferite (25–150 μm) pe aceeași structură. S-a folosit tehnologia planară, standard, iar structurile au fost încapsulate (plastic, metal) pentru a asigura măsurători reproductibile și la temperaturi diferite.

Se prezintă rezultate pentru o peliculă de Al de 3 μm grosime, sinterizări de 20 min la 300, 450 și 550°C, răcire bruscă (instantanee) și respectiv foarte lentă (1°C/min), pînă la

* Dr. ing. Dascălu, D., ing. Brezeanu, Gh. sînt cadre didactice, la I.P. — București, iar Dan, P.A., și Dima B.C. sînt ingineri la I.P.R.S.-Băneasa.

200°C. Contactele sînt realizate pe un strat epitaxial n cu grosime $6\text{ }\mu\text{m}$, cu $\rho \approx 1\text{ }\Omega\text{ cm}$. Grosimea oxidului este de circa $1\text{ }\mu\text{m}$.

Figura 1 arată caracteristici $I_F - V_F$ tipice (de formă exponențială) și efectul temperaturii de sinterizare. Se presupune valabilă o lege de tip emisie termoelectronică:

$$I_F \approx SA^{**}T^2 \exp \frac{-e\Phi_{Bn}}{kT} \exp \frac{eV_F}{nkT}, \quad (1)$$

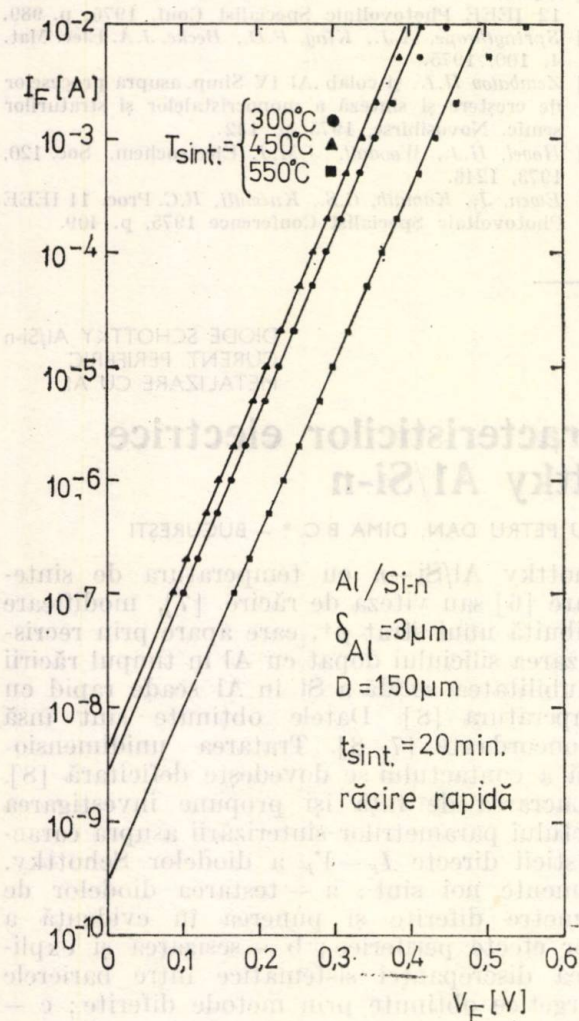


Fig. 1

(S este aria ferestrei de metalizare, $A^{**} = 112\text{ A/cm}^2\text{K}^2$, n = coeficientul de idealitate, Φ_{Bn} — bariera de potențial efectivă). Figurile 2 și 3 arată valorile lui Φ_{Bn} și n determinate din curbele experimentale (cu metoda celor mai mici pătrate) pentru contacte de diametre D diferite, sinterizate diferit. Măsurătorile la temperaturi diferite (25–140°C) au indicat un factor de idealitate n practic independent de temperatură. Figura 4 reprezintă o diagramă tipică de determinare a barierei $e\Phi_{Bn}$

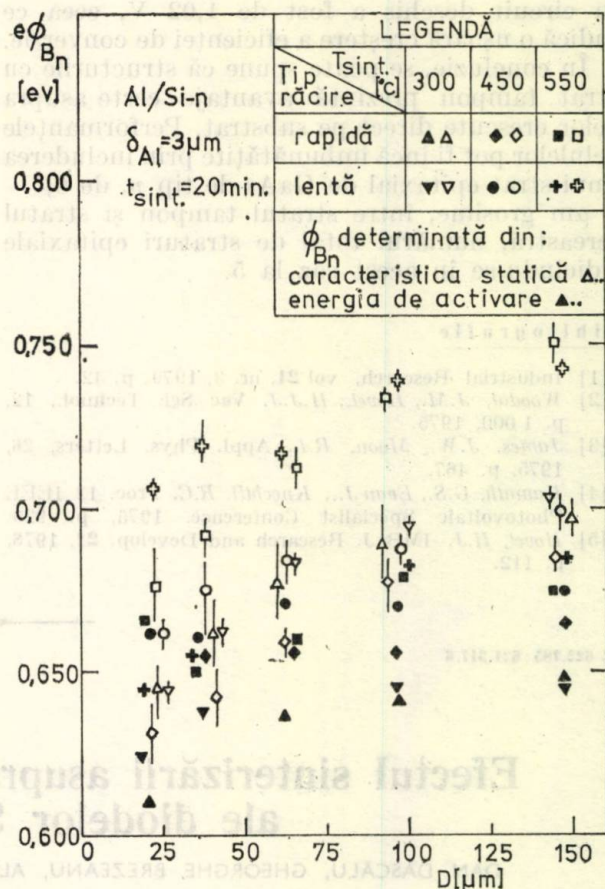


Fig. 2

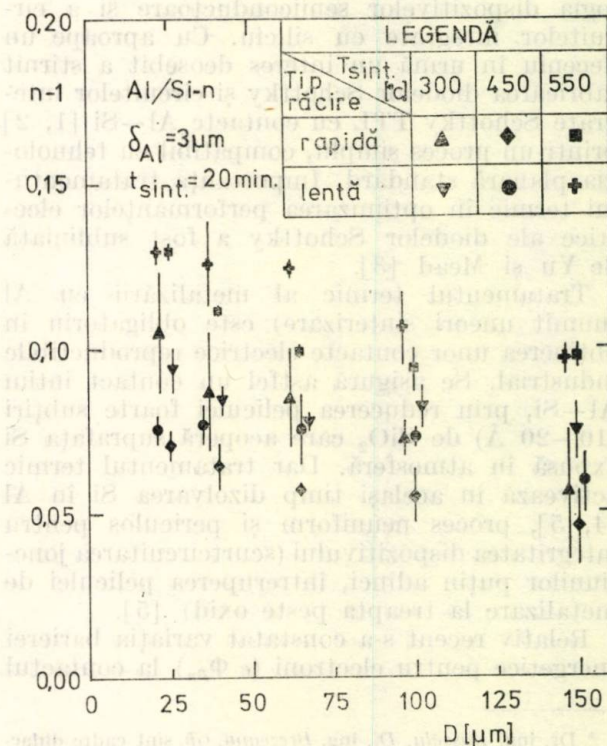


Fig. 3

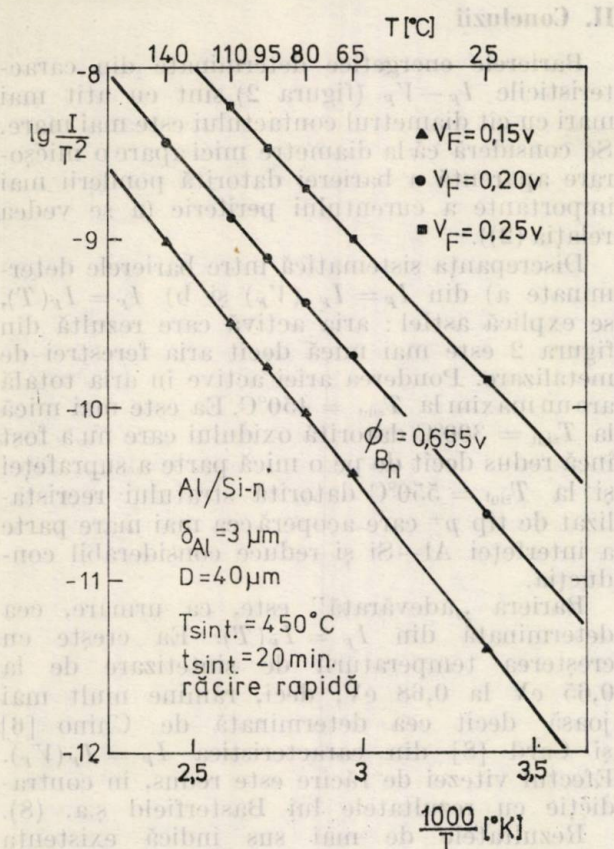


Fig. 4

cu metoda energiei de activare $E_a = e(\Phi_{Bn} - V_F/n)$. Utilizînd metoda celor mai mici pătrate se determină Φ_{Bn} și S din relația (1), unde $V_F = \text{const}$, iar n este determinat ca mai sus. Se obțin astfel valori ale lui Φ_{Bn} sistematic mai mici decît cele determinate din $I_F = I_F(V_F)$, așa cum se vede în figura 2. În mod corespunzător și valoarea calculată a lui S (din diagrama 4), denumită arie efectivă a contactului, este sistematic mai mică decît aria ferestrei de metalizare.

Figurile 5 și 6 reprezintă micrografii la microscopul electronic de baleiaj ale unor contacte după îndepărtarea peliculei de Al. Se poate aprecia că la $T_{\text{sint}} = 300^\circ\text{C}$ interacțiunea Al—Si are loc numai la periferia ferestrei de metalizare, restul suprafeței Si rămînînd acoperit cu SiO_2 . Curentul total are două componente: una care curge prin aria centrală și este proporțională cu D^2 și alta care se scurge prin coroana circulară de la periferie și este proporțională cu D , deci

$$I_F \sim AD^2 + BD \quad (2)$$

iar densitatea de curent calculată în raport cu aria ferestrei de metalizare este:

$$J_F = \frac{I_F}{\pi D^2/4} = \frac{4A}{\pi} + \frac{4B}{\pi} \frac{1}{D} = A' + \frac{B'}{D} \quad (3)$$

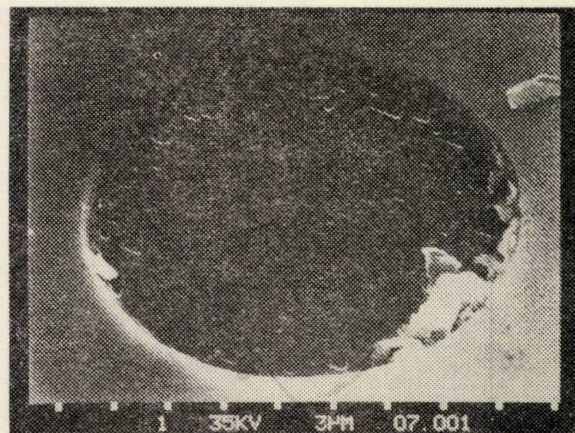


Fig. 5

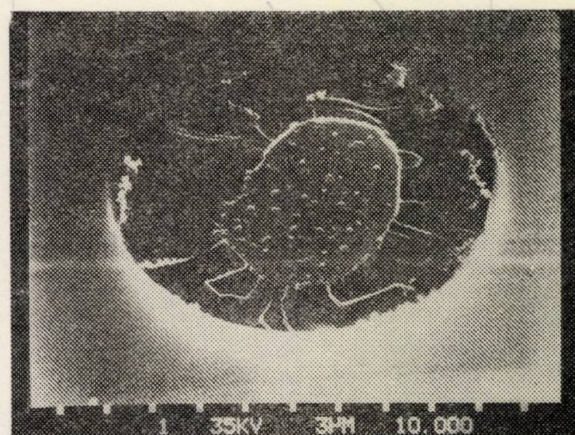


Fig. 6

Diagrama $J_F = J_F\left(\frac{1}{D}\right)$ din figura 7 probează validitatea modelului. Se constată contribuția substanțială a curentului periferic. Aplicarea metodei energiei de activare a permis determinarea barierei de 0,61 eV pentru coroana circulară (în concordanță perfectă cu valoarea determinată în [9] pentru Al în contact intim cu Si). Concomitent, aria efectivă calculată ca mai sus (din figura 4) este foarte apropiată de aria estimată a coroanei circulare vizibilă pe micrografia din figura 5.

La $T_{\text{sint}} = 450^\circ\text{C}$ (20 min, răcire bruscă) fenomenul de dizolvare a Si în Al este atît de intens încît se formează un veritabil șanț circular care pătrunde sub oxid (figura 6). În mijloc rămîne o „insulă” plană, acoperită, probabil, cu oxid subțire, pe care apar precipitate de Si. Figura 8 reprezintă un model al unui astfel de contact: dioda este compusă dintr-o diodă centrală și alta periferică. Există un curent periferic important cu două componente: a — curentul de suprafață (strat de acumulare datorită sarcinii pozitive din oxid), b — curentul „lateral” care își are originea în șanțul datorat corodării Si.

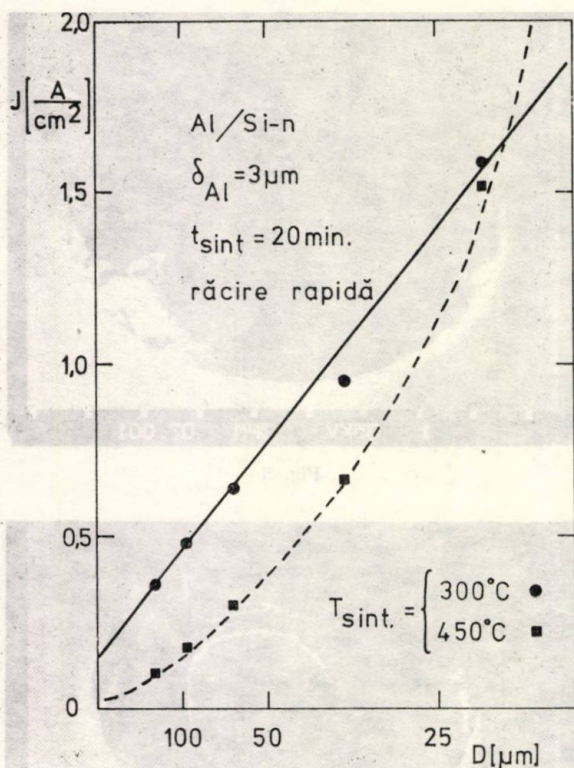
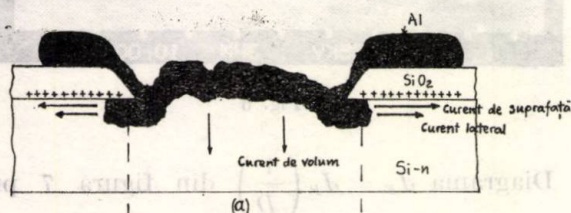
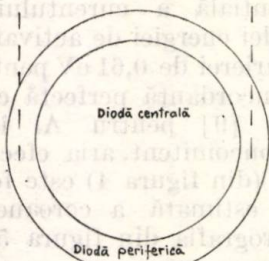


Fig. 7



(a)



(b)

Fig. 8

Acest curent periferic modifică și caracteristicile inverse ale dispozitivului, a căror interpretare este și mai dificilă datorită unor efecte la cîmpuri electrice intense. Aspectul general al acestor caracteristici este cel cunoscut din literatură, cu tensiuni de străpungere de 10–30 V și curenți inversi de ordinul nA sau mai mici, în funcție de aria contactului.

II. Concluzii

Barierile energetice determinate din caracteristicile $I_F - V_F$ (figura 2) sînt cu atît mai mari cu cît diametrul contactului este mai mare. Se consideră că la diametre mici apare o micșorare aparentă a barierei datorită ponderii mai importante a curentului periferic (a se vedea relația (2)).

Discrepanța sistematică între barierele determinate a) din $I_F = I_F(V_F)$ și b) $I_F = I_F(T)$, se explică astfel: aria activă care rezultă din figura 2 este mai mică decît aria ferestrei de metalizare. Ponderea ariei active în aria totală are un maxim la $T_{sint} = 450^\circ\text{C}$. Ea este mai mică la $T_{sint} = 300^\circ\text{C}$ datorită oxidului care nu a fost încă redus decît de pe o mică parte a suprafeței și la $T_{sint} = 550^\circ\text{C}$ datorită stratului recristalizat de tip p^+ care acoperă cea mai mare parte a interfeței Al–Si și reduce considerabil conducția.

Bariera „adevărată” este, ca urmare, cea determinată din $I_F = I_F(T)$. Ea crește cu creșterea temperaturii de sintetizare de la 0,65 eV la 0,68 eV, deci, rămîne mult mai joasă decît cea determinată de Chino [6] și Card [8] din caracteristica $I_F = I_F(V_F)$. Efectul vitezei de răcire este redus, în contradicție cu rezultatele lui Basterfield ș.a. (8).

Rezultatele de mai sus indică existența unei temperaturi optime de sinterizare (se observă că la $T_{sint} = 450^\circ\text{C}$ aria activă este maximă, iar factorul de idealitate este minim). Valoarea temperaturii optime depinde de cantitatea de Al disponibilă pentru dizolvarea Si (deci, de grosimea și configurația peliculei de Al).

În cazul unei metalizări de 1 μm grosime (valoare obișnuită în tehnologia planară) temperatura optimă va fi ceva mai ridicată deoarece procesul de dizolvare este mai puțin intens. Concluzia importantă este existența unui optim și necesitatea optimizării pentru fiecare tip de dispozitiv în parte.

Bibliografie

- [1] Yu, A. Y. C. IEEE Spectrum, March, 1970, p. 83.
- [2] Noyce, R.N., Bohn, R.E., Chua, H.T., Electronics, 42, 74, July, 1969, p. 21.
- [3] Yu, A.Y.C., Mead, C.A., Solid-St. Electron., 13, 1970, p. 97.
- [4] McCarthy, J. Microelectronics and Reliability, 9, 1970, p. 187.
- [5] Anstead, R.J., Floyd, S.R., IEEE Trans, Electron. Dev., ED-16, 1969, p. 381.
- [6] Chino, K. Solid-St. Electron. 16, 1973, p. 119.
- [7] Basterfield, J., Shannon, J.M., Gill, A. Solid-St. Electron. 18, 1975, p. 290.
- [8] Card, H.C., Inst. Phys. Conf. Series Nr. 22, Inst. of Physics, London, 1974, p. 125.
- [9] Thanailakis, A. Inst. Phys. Conf. Series, Nr. 22, Inst. of Physics, London, 1974, p. 59.

CZ 621.38.001

TRANZISTOR BIPOLAR
CORELAȚII ZGOMOT — DEFECTE

Corelații calitative zgomot—defecte cristalografice în tranzistoare bipolare cu siliciu

MIHAI MIHĂILĂ * — BUCUREȘTI

Introducere

Procesele de trapare care au loc la nivelul dislocațiilor sînt considerate de Yu-Jordan-Longini [1] ca fiind sursa principală a fenomenelor de zgomot ce se produc în diverse probe de siliciu. În spiritul lucrării anterioare, Green-Jordan [2] demonstrează convingător că în joncțiuni $p-n$ dislocațiile joacă un rol primordial atît în creșterea nivelului de zgomot $1/f$, cît și în introducerea unor efecte adiționale de zgomot (provocat de fenomene de generare — recombinare la nivelul trapelor introduse de dislocații).

Există demonstrații incontestabile că în tranzistoare bipolare [3—6] și circuite integrate [7] nivelele de zgomot în exces sînt determinate de defecte, dar toate acestea au un caracter global determinat de faptul că în majoritatea lucrărilor citate corelațiile zgomot — defecte nu sînt stabilite pe dispozitive încapsulate și măsurate.

În această lucrare se încearcă pentru prima oară stabilirea unor corelații zgomot — defecte în tranzistoare bipolare, prin determinări electrice (pe dispozitive încapsulate) urmate de operații de revelare a defectelor în soluție Sirtl-Adler [8].

1. Descrierea experimentului

Pentru stabilirea unor corelații zgomot-defecte s-au făcut mai mult încercări pe loturi mici de tranzistoare. Rezultatele preliminare fiind încurajatoare s-a trecut la realizarea unui studiu sistematic.

Astfel, pe un grup de 100 tranzistoare npn bipolare convenționale s-au făcut determinări de factor de zgomot (F) și curent de zgomot (i_n) în domeniul de frecvență $f \leq 10$ kHz.

În funcție de valoarea factorului de zgomot la $f = 10$ Hz, tranzistoarele au fost selecționate în trei grupe: $F_1 < 10$ dB, 10 dB, $F_2 < 15$ dB și $F_3 \geq 15$ dB. După efectuarea măsurătorilor un număr de 10 tranzistoare din fiecare grupă au fost decapsulate. S-au înlăturat apoi contactele de Al de pe fiecare tranzistor („chip”) prin corodare în acid ortofosforic, timp de 5 minute, la temperatura de 105°C . După înlăturarea oxidului (în HF, $t \approx 1$ min), pentru

fiecare tranzistor („chip”) s-a procedat la operațiile de revelare defecte în soluție Sirtl-Adler (timp de 40 secunde), spălare în alcool izopropilic și uscare. Pentru o evidențiere corespunzătoare a defectelor operația de revelare s-a făcut în trepte variabile de timp (5—20 secunde). După fiecare etapă, tranzistoarele au fost inspectate vizual la un microscop cu contrast prin interferență. Pentru exemplificări, o parte din tranzistoarele studiate au fost microfotografiate utilizînd metoda Nomarski de contrast prin interferență [9]. Pe un număr de 11 tranzistoare dintr-un lot supus unui tratament de înlăturare defecte s-au determinat: caracteristicile directe și inverse ale joncțiunilor emitor-bază, curentul echivalent de zgomot și cîștigul static în curent. Tranzistoarele au fost apoi decapsulate și supuse aceleiași secvențe de operații descrise anterior.

2. Rezultate experimentale

Prin studierea tranzistoarelor decapsulate și revelate chimic s-a constatat că majoritatea acestora prezintă defecte de împachetare și/sau

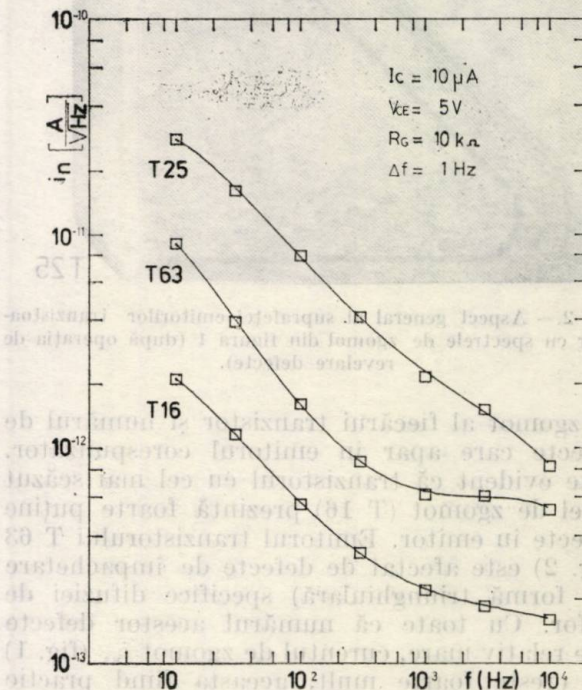


Fig. 1. — Spectrul (i_n) a trei tranzistoare cu nivele diferite de zgomot.

* Autorul este cercetător la I.C.C.E. — București.

dislocații localizate în aria de difuzie a emitorului. Se poate observa, prin compararea figurii 1 și figurii 2, o bună corelație între nivelul

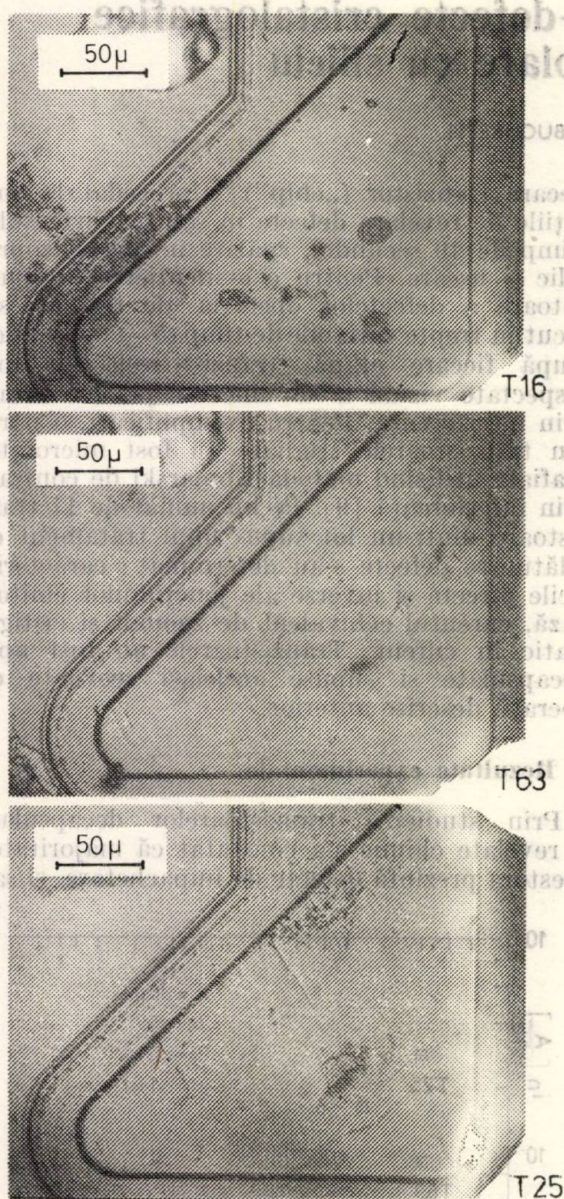


Fig. 2.— Aspect general al suprafeței emitorilor tranzistoarelor cu spectrele de zgomot din figura 1 (după operația de revelare defecte).

de zgomot al fiecărui tranzistor și numărul de defecte care apar în emitorul corespunzător. Este evident că tranzistorul cu cel mai scăzut nivel de zgomot (T 16) prezintă foarte puține defecte în emitor. Emitorul tranzistorului T 63 (fig. 2) este afectat de defecte de impachetare (de formă triunghiulară) specifice difuziei de fosfor. Cu toate că numărul acestor defecte este relativ mare, curentul de zgomot i_n (fig. 1) nu crește foarte mult, aceasta fiind practic proportională cu numărul de defecte situate în apropierea periferiei joncțiunii.

Această ultimă afirmație este susținută de „spectaculosul” grup de defecte din emitorul tranzistorului T 25. Este important de subliniat că asemenea defecte sînt în mare majoritate dislocații, unele dintre ele fiind localizate (nu foarte vizibil în microfotografie) în joncțiunea emitor-bază. Prezența acestor dislocații în joncțiune conduce, în primul rînd, la nivele ridicate de zgomot (fig. 1, T 25). Tot dislocațiilor li se pot atribui anomalii de spectru observabile chiar în cazul tranzistorului T 25 (comparativ cu T 16 sau T 63).

Deși prezintă un nivel scăzut de zgomot (fig. 3) tranzistorul T 76 are un spectru care se abate de la legea $1/f$ pentru $f \leq 100$ Hz. Se poate observa (fig. 3, insert) că emitorul acestui

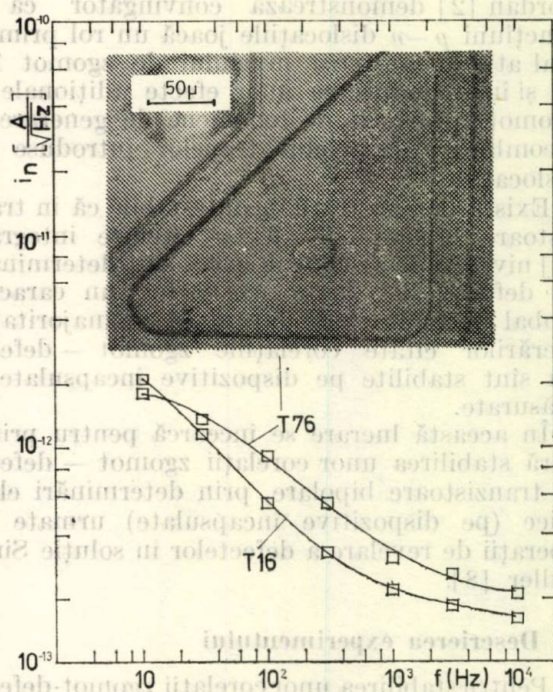


Fig. 3. □ Corelație anomalie de spectru — defecte în joncțiunea emitor-bază (tranzistorul T 76).

tranzistor conține foarte puține defecte, două dintre ele pătrunzînd în joncțiune. Cum ușoarele anomalii de spectru semnalate pînă acum sînt indicii ale prezenței zgomotului de explozie [10], rezultă că acesta este consecința prezenței unor defecte în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază. Afirmația este definitiv confirmată de rezultatele obținute pe tranzistoarele din lotul PA (cu tratament special de reducere a defectelor). Spectrul de zgomot al tranzistorului PA 17 (fig. 4) este un spectru specific de explozie (pînă la o frecvență de $f \approx 300$ Hz tranzistorul prezentînd un curent $i_n \sim \text{const}$, după care acesta scade după o lege $1/f^2$).

Prin comparație cu PA 1 (tranzistor de zgomot foarte redus : 2, 5 dB la $f = 10$ Hz), joncțiunea emitor-bază a tranzistorului PA 17

prezintă curenți în exces atît în conducție inversă (fig. 5)), cît și în conducție directă (fig. 6). Chiar la valori ale tensiunii de străpungere de aproximativ 6,4 V, joncțiunea emitor-bază a tranzistorului PA 1 se străpunge prin avalanșă. În cazul tranzistorului PA 17 străpungerea este

existența unor corelații zgomot de explozie-microplasmă [11]. Analiza probelor de revelare indică pentru tranzistorul PA 1 (fig. 7) o joncțiune emitor-bază perfectă, în timp ce suprafața emitorului și, în special, joncțiunea emitor-bază a tranzistorului PA 17 sînt afectate de dislocații ($d1-d4$). Foarte active electric, dislocațiile modifică

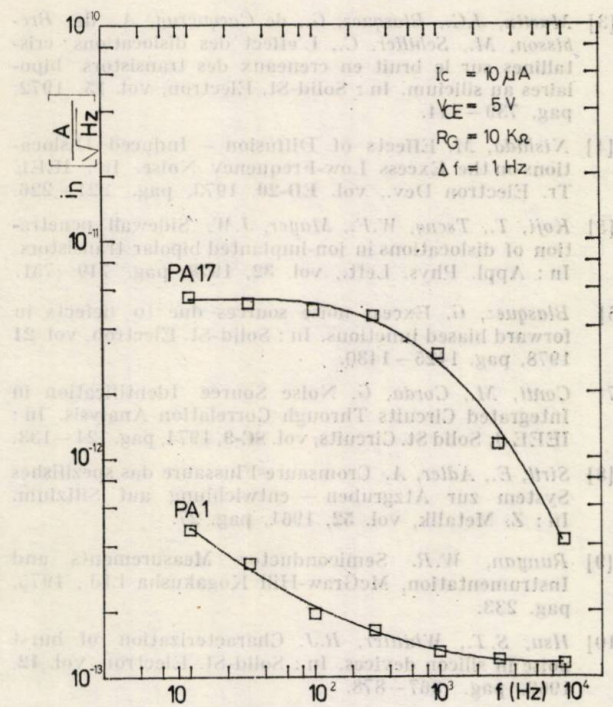


Fig. 4. — În comparație cu PA 1 (tranzistor de zgomot redus), PA 17 prezintă un spectru de explozie.

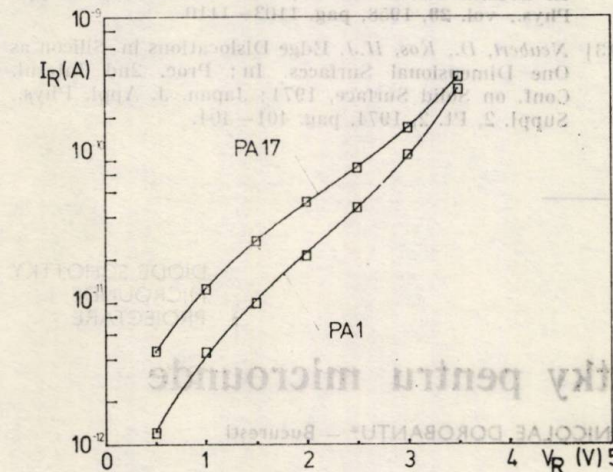


Fig. 5. — Curenți în exces în caracteristica inversă a joncțiunii emitor-bază (PA 17).

suportată de o microplasmă (pînă la $200 \mu A$). Ca un fenomen foarte interesant, între 1–2,5 V joncțiunea emitor-bază a tranzistorului PA 17 generează impulsuri de microplasmă corespunzătoare unei capturi „gigantice” de $n \approx 6 \cdot 10^6$ electroni. Acest fapt indică cu certitudine

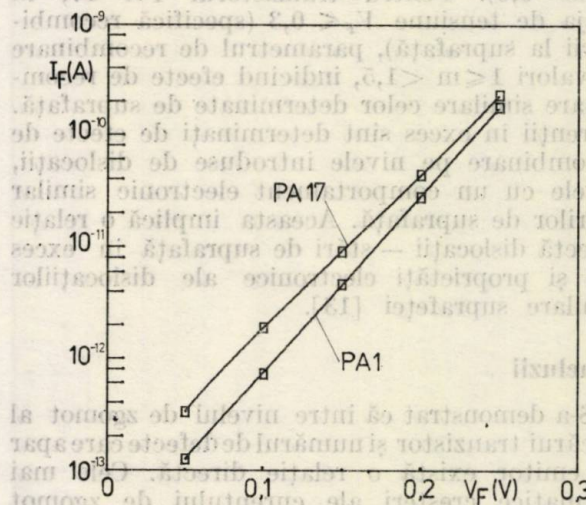


Fig. 6. — Joncțiunea emitor-bază a tranzistorului PA 17 prezintă curenți în exces în caracteristica directă.

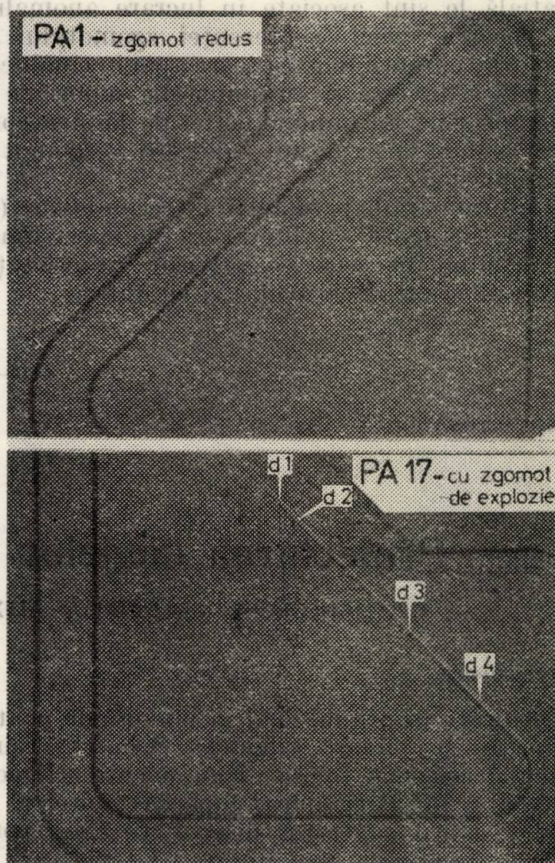


Fig. 7. — Aspect general al suprafeței emitorilor tranzistorilor PA 1 (de zgomot redus) și PA 17 (cu zgomot de explozie).

structura de benzi [12] la nivelul regiunii de sarcină spațială, introducând nivele a căror distribuție energetică favorizează generarea impulsurilor de explozie. Din caracteristicile directe s-a determinat parametrul de recombinare (m) pentru ambele tranzistoare. În cazul tranzistorului PA 1 suprafața nu joacă un rol important deoarece $m = 1$ în plaja de tensiune (0,05–0,6). Pentru tranzistorul PA 17, în plaja de tensiune $V_F \leq 0,3$ (specifică recombinației la suprafață), parametrul de recombinare ia valori $1 \leq m < 1,5$, indicând efecte de recombinare similare celor determinate de suprafață. Curenții în exces sunt determinați de efecte de recombinare pe nivele introduse de dislocații, nivele cu un comportament electronic similar stărilor de suprafață. Aceasta implică o relație directă dislocații — stări de suprafață în exces [2] și proprietăți electronice ale dislocațiilor similare suprafeței [13].

Concluzii

S-a demonstrat că între nivelul de zgomot al fiecărui tranzistor și numărul de defecte care apar în emitor există o relație directă. Cele mai dramatice creșteri ale curentului de zgomot apar în cazul în care defectele sunt localizate în joncțiunea emitor-bază.

Prezenței defectelor în regiunea de sarcină spațială le sunt asociate în lucrare anomaliile de spectru specifice prezenței zgomotului de explozie, curenții în exces care apar în conducție directă și inversă și străpungerile suportate de microplasmă. Se impune astfel de la sine corelația zgomot de explozie — defecte — zgomot de microplasmă.

Determinări de parametru de recombinare (m) indică, în acord cu literatura de specialitate, similitudini în ceea ce privește proprietățile electronice ale dislocațiilor și suprafeței.

Bibliografie

- [1] Yu, K.K., Jordan, A.G., Longini, R.L. Relations between Electrical Noise and Dislocations in Silicon. In: J. Appl. Phys., vol. 38, 1967, pag. 572–583.
- [2] Green, D., Jordan, A.G. Effects of dislocations on the noise of planar $p-n$ junctions. In: J. Electronics, vol. 27, 1969, pag. 159–176.
- [3] Martin, J.C., Blasquez, G., de Cacqueray, A., de Brebisson, M., Schiller, C., L'effect des dislocations cristallines sur le bruit en creneaux des transistors bipolaires au silicium. In: Solid-St. Electron, vol. 15, 1972, pag. 739–744.
- [4] Nishida, M. Effects of Diffusion — Induced Dislocations on the Excess Low-Frequency Noise. In: IEEE Tr. Electron Dev., vol. ED-20, 1973, pag. 221–226.
- [5] Koji, T., Tseng, W.F., Mayer, J.W. Sidewall penetration of dislocations in ion-implanted bipolar transistors. In: Appl. Phys. Lett., vol. 32, 1978, pag. 749–751.
- [6] Blasquez, G. Excess noise sources due to defects in forward biased junctions. In: Solid-St. Electron, vol. 21, 1978, pag. 1425–1430.
- [7] Conti, M., Corda, G. Noise Source Identification in Integrated Circuits Through Correlation Analysis. In: IEEE J. Solid St. Circuits, vol. SC-9, 1974, pag. 124–133.
- [8] Sirtl, E., Adler, A. Cromaure-Flussure des spezifischen System zur Atzgruben — entwicklung auf Silizium. In: Z. Metallk., vol. 52, 1961, pag. 27.
- [9] Runyan, W.R. Semiconductor Measurements and Instrumentation, McGraw-Hill Kogakusha Ltd., 1975, pag. 233.
- [10] Hsu, S.T., Whittier, R.J. Characterization of burst noise in silicon devices. In: Solid-St. Electron, vol. 12, 1969, pag. 867–878.
- [11] Mihăila, M. Efecte tunel în joncțiuni care generează zgomot de explozie. In: EEA — Automatica și Electronica vol. 23, 1979, pag. 53–57.
- [12] Chynoweth, A.G., Pearson, G.L. Effect of Dislocations on Breakdown in Silicon $p-n$ Junctions. In: Appl. Phys., vol. 29, 1958, pag. 1103–1110.
- [13] Neubert, D., Kos, H.J. Edge Dislocations in Silicon as One Dimensional Surfaces. In: Proc. 2nd Internl. Conf. on Solid Surface, 1974; Japan. J. Appl. Phys., Suppl. 2, Pt. 2, 1974, pag. 401–404.

CZ 621.382.2.006.2

DIODE SCHOTTKY
MICROUNDE
PROIECTARE

Proiectarea diodelor Schottky pentru microunde

GHEORGHE GRĂDINARU, ALEXANDRU NICOLAE DOROBANȚU* — București

Introducere

Utilizate în primul rind în microunde pentru detecție și mixare, diodele Schottky sunt, practic, cele mai folosite componente semiconductoare în electronica hiperfrecvențelor. O caracteristică a acestor dispozitive este faptul

că parametri electrici principali (din foaia de catalog) sunt parametrii la foarte înaltă frecvență, legați strict de circuitele de microunde în care se utilizează, neexistind o corelare directă între acești parametri de catalog și parametrii de structură. Literatura de specialitate nu oferă un sistem propriu-zis de proiectare a diodelor Schottky de microunde. În general, se precizează necesitatea realizării unor structuri „li-

* Ing. Grădinaru, Gh. și fiz. Dorobanțu, A.N. sunt cercetători la ICCE — București.

mită": arie cit mai mică, strat epitaxial cit mai subțire etc., pentru a obține parametri de microunde favorabili.

Scopul lucrării de față este stabilirea unei metode generale de proiectare a diodelor Schottky de microunde pentru detecție și mixare pe Si și GaAs. Pe baza unui vast material bibliografic s-au determinat corelațiile dintre parametrii electrici de microunde (frecvența de tranziție, sensibilitatea în curent și în tensiune, raportul temperaturilor de zgomot, puterea echivalentă de zgomot, sensibilitatea tangențială, pierderea de conversie, factorul total de zgomot) și elementele de structură (material, diametru, concentrația de impurități și grosimea stratului epitaxial etc.). Cu ajutorul calculatorului s-au trasat familii de curbe ce dau direct corelațiile amintite mai sus, permițând alegerea rapidă a parametrilor de proiectare pentru orice tip de diodă Schottky de microunde.

Prin evidențierea unor dependențe complexe între parametri de microunde și elementele structurii, metoda de proiectare propusă demonstrează inconsistența metodei „limită” de realizare a diodelor Schottky de microunde, arată necesitatea optimizării parametrilor de structură față de parametrii electrici impuși.

În partea I a lucrării se face o prezentare rezumativă a teoriei diodelor Schottky, în principal a caracteristicii reale curent-tensiune.

Partea a II-a prezintă proiectarea diodelor Schottky cu Si pe baza parametrilor de microunde pentru banda X.

Lucrarea de față se bazează pe studiile teoretice și experimentale asupra diodelor Schottky pentru microunde cu Si, raportate în [1, 2].

I. Caracteristica curent-tensiune

— Diagrama de benzi a contactului redresor metal — semiconductor (N) în cazul ideal, distribuția de sarcini și potențialul macroscopic de contact se prezintă în figura, 1 unde :

Φ_m este energia de ieșire (funcția de lucru) pentru metal;

Φ_s — energia de ieșire (funcția de lucru) pentru vid;

χ — afinitatea electronului;

$\Phi_m - \chi = \Phi_B$ — înălțimea barierei metal-semiconductor;

W — lățimea stratului de sărăcire cu sarcină netă pozitivă ce apare la suprafața semiconductorului;

$V_s = \frac{\Phi_m - \Phi_s}{q}$ — căderea de tensiune pe stratul de sărăcire la tensiunea aplicată nulă.

Se vede că $qV_s = \Phi_m - \chi - \Phi_{Fn} = \Phi_B - \Phi_{Fn}$.

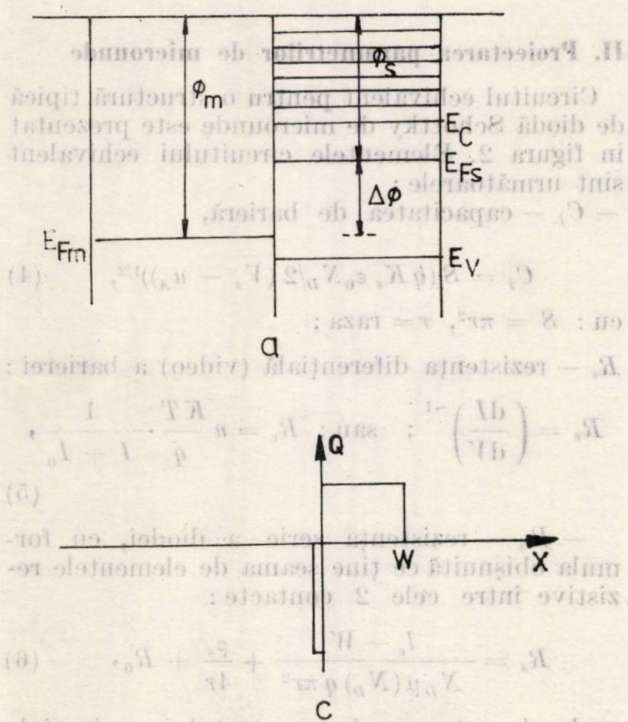


Fig. 1. Diagrama de benzi după contactare.

Caracterul redresor al contactului Schottky rezultă din rezistența opusă transportului de purtători de stratul sărăcit de lățime W ,

sau, în termenii diagramei de benzi, din existența celor două bariere ce determină transportul de purtători: bariera metal-semiconductor $\Phi_B =$

$= \Phi_m - \chi$, independentă de tensiunea aplicată și bariera semiconductor-metal $\Phi_{sm} = q(V_s - u_A)$, unde u_A este tensiunea aplicată. Φ_{sm} crește la polarizare inversă și scade la polarizare directă ceea ce determină caracterul redresor al contactului MS_n .

Este unanim acceptată expresia caracteristicii curent-tensiune pentru contactul Schottky ideal (fără efectele de suprafață ce vor fi notate în continuare):

$$I = SA^{**} T^2 e^{-\frac{\Phi_{B0}}{KT}} \left(e^{\frac{qu_A}{KT}} - 1 \right), \quad (1)$$

unde:

S este aria contactului (diodei);

A^{**} — constanta efectivă Richardson ($Acm^{-2} K^{-2}$);

Φ_{B0} — bariera ideală metal-semiconductor;

T — temperatura absolută.

La contactul ideal, transportul de purtători are loc numai prin emisie termioinică. Rezultă observația esențială că prin bariera Schottky curentul principal este din majoritari (electroni la MS_n), spre deosebire de joncțiunea PN unde curentul principal este din minoritari. Acest fapt determină proprietăți superioare ale diodelor Schottky față de joncțiunea PN în comutație și la înaltă frecvență, precum și modificarea caracteristicii directe favorizând utilizarea la detecție și mixare în microunde.

Rezolvind ecuația Poisson pentru contactul ideal se determină:

- grosimea regiunii de sarcină spațială ($W = \left[\frac{2K_s \varepsilon_0}{qN_D} (V_s - u_A) \right]^{1/2}$);
- cîmpul electric la interfața contactului ($E_{x=0} = \left[\frac{2qN_D}{K_s \varepsilon_0} (V_s - u_A) \right]^{1/2}$);
- sarcina pozitivă din semiconductor ($Q_s = [2qN_D K_s \varepsilon_0 (V_s - u_A)]^{1/2}$ și
- capacitatea pe unitate de suprafață a stratului Schottky ($C = [qN_D K_s \varepsilon_0 / 2 (V_s - u_A)]^{1/2}$), unde $K_s \varepsilon_0 = \varepsilon$ este permitivitatea electrică a semiconductorului.

Contactul Schottky real ține seama de o serie de fenomene complexe de interfață, neglijate la contactul ideal, și anume:

- prezența defectelor la interfața contactului (stări de suprafață, strat de oxid etc.);
- procese de transport diferite de emisia termioinică: difuzia, tunelarea, procese combinate;
- efecte electrostatice de interfață: forță imagine, efectul de dipol;
- efecte cuantice: ciocnirile electronilor cu fononii, transmisii cuantice;
- efecte de margine.

Aceste efecte ce determină contactul real se traduc în modificarea caracteristicii ideale curent-tensiune:

— abateri ale caracteristicii directe, concretizate prin introducerea unui factor de neidealitate $n > 1$;

— creșterea în valoare absolută a curentului invers de saturație cu tensiunea aplicată, determinată pe de o parte de reducerea barierei cu mărimea $\Delta\Phi_B = \Phi_{B0} - \Phi_B$ (unde Φ_B este valoarea reală), și de dependența barierei de cîmpul electric de interfață;

— străpungerea prematură asociată cu caracteristica inversă moale;

— dependența puternică în anumite condiții de concentrația de dopare a semiconductorului;

— dependența de cîmp a constantei efective Richardson.

Cu aceste precizări, forma caracteristicii curent-tensiune a contactului real devine:

$$I = SA^{**} T^2 e^{-\frac{\Phi_B}{KT}} \left(e^{\frac{qu_A}{nKT}} - 1 \right), \quad (2)$$

$$\text{sau } I = I_0 \left(e^{\frac{qu_A}{nKT}} - 1 \right),$$

unde, I_0 este curentul de saturație:

$$I_0 = SA^{**} T^2 e^{-\frac{\Phi_B}{KT}}. \quad (3)$$

II. Proiectarea parametrilor de microunde

Circuitul echivalent pentru o structură tipică de diodă Schottky de microunde este prezentat în figura 2. Elementele circuitului echivalent sînt următoarele:

— C_j — capacitatea de barieră,

$$C_j = S(qK_s \varepsilon_0 N_D / 2 (V_s - u_A))^{1/2}, \quad (4)$$

cu: $S = \pi r^2$, r = raza;

R_v — rezistența diferențială (video) a barierei:

$$R_v = \left(\frac{dI}{dV} \right)^{-1}; \text{ sau } R_v = n \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{I + I_0}, \quad (5)$$

— R_s — rezistența serie a diodei, cu formula obișnuită ce ține seama de elementele rezistive între cele 2 contacte:

$$R_s = \frac{l_e - W}{N_D \mu(N_D) q \pi r^2} + \frac{\rho_s}{4r} + R_0, \quad (6)$$

unde l_e este grosimea stratului epitaxial; $\mu(N_D)$ — mobilitatea purtătorilor dependentă de N_D ;

ρ_s — rezistivitatea substratului;

R_0 — rezistența contactului ohmic ($\sim 0,5$ ohmi),

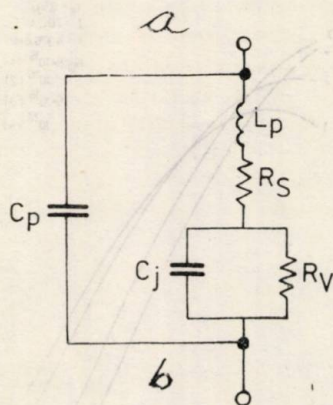
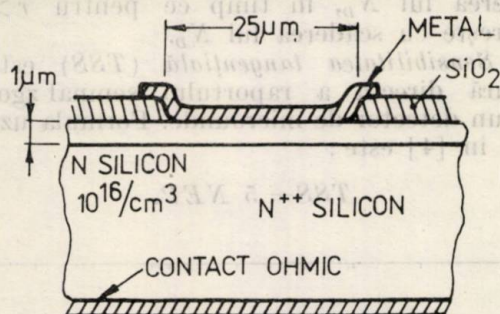


Fig. 2. a — Structură tipică diodă Schottky pentru înaltă frecvență.

b — Circuitul echivalent al diodei Schottky.

restul fiind mărimi definite anterior.

Rezistența dinamică totală a diodei este $R = R_s + R_v$.

Așa cum s-a mai amintit, spre deosebire de diodele și tranzistoarele cu joncțiuni, parametrii de catalog ai diodelor Schottky de microunde nu includ direct elementele de structură, ci sînt mărimi legate mai ales de circuitele respective.

Se vor analiza în continuare principalii parametri de microunde ce caracterizează diodele de detecție și mixare, precum și curbele de proiectare reprezentative.

1. Frecvența de tranziție a diodei (f_c) nu se dă ca parametru de catalog, dar este principalul factor de merit global al lucrului la frecvențe înalte.

f_c este frecvența la care tensiunea alternativă ce cade pe barieră scade cu 3 dB față de tensiunea aplicată la intrare. Se arată că:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_j} \quad (7)$$

2. Sensibilitatea diodei se definește pentru circuitele de detecție și reprezintă raportul dintre valoarea absolută a semnalului de ieșire și puterea de semnal alternativ de la intrare. Se definesc două tipuri de sensibilități:

— sensibilitatea în curent $\beta_i = \frac{\text{crt. ieșire în s.c.}}{\text{putere alt. intrare}}$:

$$\beta_i = \beta = \frac{|I_{2sc}|}{P_1}, \text{ A/W};$$

— sensibilitatea în tensiune $\beta_v = \frac{\text{tens. ieșire în gol}}{\text{putere alt. intrare}}$:

$$\beta_v = \frac{|V_{2oc}|}{P_i}, \text{ V/W}.$$

Funcție de elementele circuitului echivalent, sensibilitatea în curent este [3]:

$$\beta = \frac{1}{2KT/q} \cdot \frac{1}{1 + R_s/R_v} \cdot \frac{1}{1 + [\omega^2 C^2 R_s R_v^2 / (R_s + R_v)]} \quad (8)$$

3. Raportul temperaturilor de zgomot (t) reprezintă contribuția zgomotului „shot” (alice) legat direct de curenții prin diodă, prin raportarea față de nivelul zgomotului termic, zgomot „etalon” în conductanța neliniară a diodei. Din definiție rezultă [1]:

$$t_B = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{nI_0 + (n-1)I}{nI_0 + I} \right). \quad (9)$$

Corectînd acest factor cu efectul de zgomot al rezistenței serie raportul temperaturilor de zgomot este:

$$t = \frac{R_v t_B + R_s}{R_v + R_s}. \quad (10)$$

În [2] s-au trasat variațiile $t = f(r)$ și $t = f(n)$ funcție de N , l_e , r , I , f și $n = 1,1$.

Dintre acestea prezentăm în figura 3, curbele $t = f(r)$ pentru Si la $N_D = 1 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $l_e = 0,5; 1 \mu$ și $I = I_F = 10, 20, 50 \mu\text{A}$.

Se constată atît influența globală a curențului, cît și influența importantă a materialului și grosimii stratului epitaxial; t crește cu scăderea razei cu atît mai mult cu cît l_e este mai mare și N_D mai mic. De asemenea t crește puternic la $I > 50 \mu\text{A}$.

4. Puterea echivalentă de zgomot (NEP) este de curent alternativ de la intrare pentru care raportul semnal zgomot este egal cu unitatea.

$$\text{Se demonstrează că } (NEP)^{-1} = \frac{\beta \sqrt{R_v}}{\sqrt{4KTtFB}}, \quad (11)$$

unde F este factor de zgomot în circuitele de detecție, iar $F = 1 + \frac{1}{t} \cdot \frac{R_v}{R_e}$, iar $R_e = 1200 \text{ ohmi}$ (în unele cataloage 500 ohmi) este rezistența

echivalentă de zgomot a amplificatorului video din circuit.

Pe baza NEP se definesc 2 parametri de catalog ai diodelor de detecție :

- factorul de merit $M = \frac{\beta R_e}{\sqrt{R_s + R_e}}$, (12)
- sensibilitatea tangențială, parametrul cel mai important al diodelor de detecție.

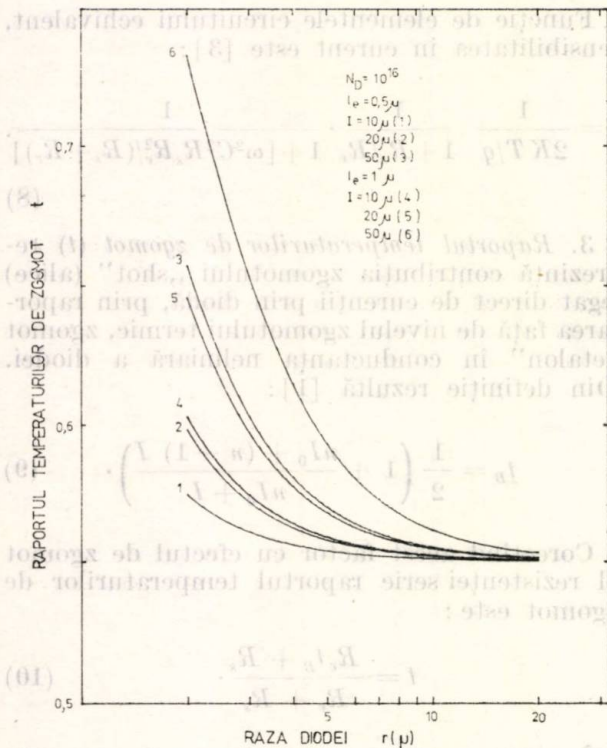


FIG. 3

Fig. 3. Raportul temperaturilor de zgomot (t) funcție de rază : $N_D = 1 \times 10^{15}$; $l_e = 0,5 \mu$ (1,3,5); $l_e = 1 \mu$ (2,4,6); $I_F = 10 \mu A$ (1,2); $I_F = 20 \mu A$ (3,4); $I_F = 50 \mu A$ (5,6).

Funcție de parametrii de structură, material, frecvență și polarizare s-au trasat în [2] familiile de curbe $M = f_{(I)}$ și $M = f_{(r)}$, în figura 4 se prezintă familia de curbe $M = f_{(r)}$ la $l_e = 0,5 \mu$, $N = 5 \cdot 10^{15}$, 10^{16} , $5 \cdot 10^{16}$, 10^{17} cm^{-3} , $f = 9,375 \text{ GHz}$, $I = 20 \mu A$, pentru Si. Se constată, în primul rînd, scăderea generală a lui M cu creșterea razei, dar, mai interesant, o zonă de maxim pentru M , deci o scădere a acestuia la raze mici, ceea ce implică optimizarea structurii funcție de acest parametru.

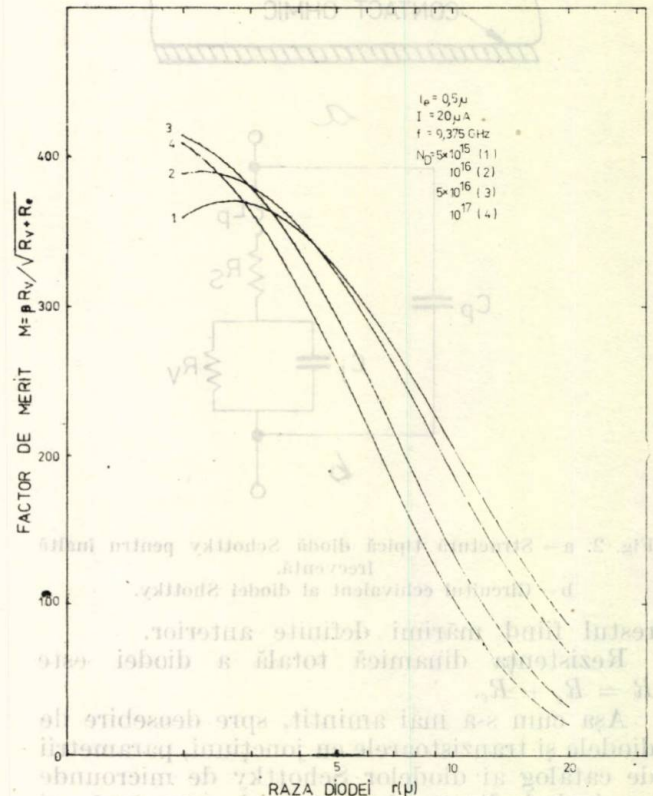
Peste o anumită valoare a razei se constată o scădere puternică a lui M cu creșterea ariei, frecvenței, grosimii stratului epitaxial și a curentului de polarizare.

Influența concentrației N_D este diferită funcție de mărimea razei; notînd cu r_M valoarea razei la $M = M_{\max}$, pentru $r < r_M$, M scade cu

scăderea lui N_D , în timp ce pentru $r > r_M$, M crește cu scăderea lui N_D .

5. Sensibilitatea tangențială (TSS) este o măsură directă a raportului semnal-zgomot într-un detector de microunde. Formula uzuală dată în [4] este :

$$TSS = 5 NEP. \quad (13)$$

Fig. 4. M funcție de rază :

$f = 9,375 \text{ GHz}$; $l_e = 0,5 \mu$; $I_F = 20 \mu A$; $N_D = 5 \times 10^{15}$ (1); 1×10^{16} (2); 5×10^{16} (3); 1×10^{17} (4).

Fiind cel mai important parametru de microunde al diodelor de detecție, în [2] s-au trasat mai multe familii de curbe, pentru o gamă largă de parametri de structură (N , l_e , r) și de funcționare (f , I) și anume : $TSS = f_{(I)}$, $TSS = f_{(r)}$, $TSS = f_{(N)}$.

Dintre acestea, lucrarea prezintă următoarele : figura 5 — $TSS = f_{(I)}$ la $l_e = 0,5 \mu$; $r = 5 \mu$, $N = 5 \cdot 10^{15}$, 10^{16} , $5 \cdot 10^{16}$, 10^{17} cm^{-3} , $f = 9,375 \text{ GHz}$ pentru Si;

figura 6 — $TSS = f_{(r)}$ la $I_F = 20 \mu A$, restul parametrilor avînd valorile de mai sus.

Se constată că :

— creșterea TSS cu curentul în zona $5 - 40 \mu A$ după care are loc o scădere puternică. Rezultă polarizarea optimă în zona $20 - 40 \mu A$;

— TSS scade cu creșterea grosimii de strat epitaxial, cu creșterea frecvenței și cu creșterea diametrului structurii.

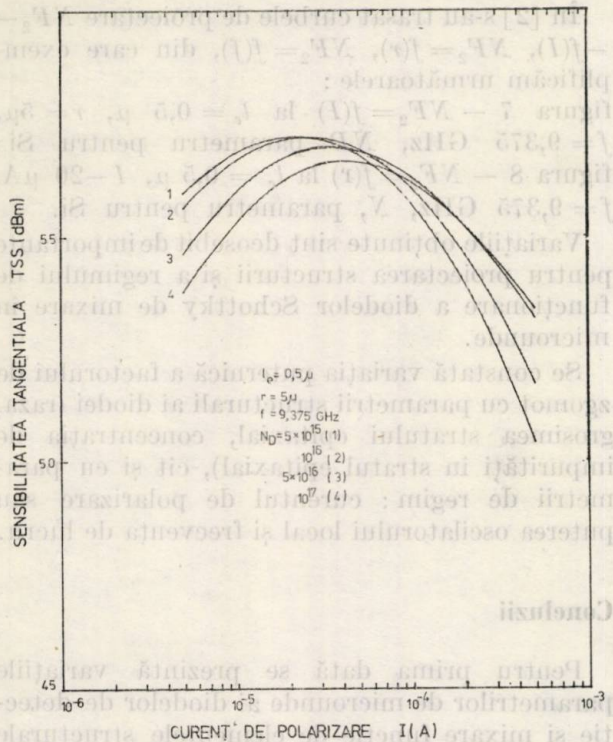


Fig. 5. Sensibilitatea tangențială funcție de curent :
 $f = 9,375 \text{ GHz}$; $l_e = 0,5 \mu$; $r = 5 \mu$; $N_D = 5 \times 10^{15}$ (1); 1×10^{16} (2); 5×10^{16} (3); 1×10^{17} (4).

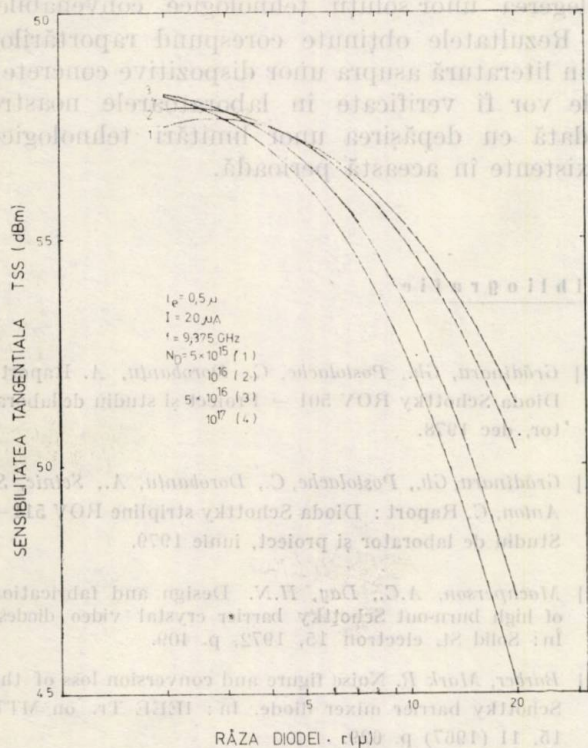


Fig. 6. Sensibilitatea tangențială funcție de rază :
 $f = 9,375 \text{ GHz}$; $l_e = 0,5 \mu$; $I = 20 \mu\text{A}$; $N_D = 5 \times 10^{15}$ (1); 1×10^{16} (2); 5×10^{16} (3); 1×10^{17} (4).

— influența concentrației este similară cu cea de la variația lui M . Și în acest caz este evidențiată posibilitatea de optimizare, de proiectare

efectivă a structurii conform unor parametri de microunde impuși.

6. *Pierdere de conversie (L)* este parametru esențial al diodelor de mixare. În procesul de conversie a frecvenței numai o parte a puterii de semnal de radiofrecvență este convertită în puterea de frecvență intermediară, mărimea lui L dînd limitarea fundamentală a sensibilității unui receptor. Pierdere totală de conversie este dependentă de structura diodei, de elementele schemei echivalente și de condițiile de adaptare în circuit.

L este un raport între puterea obținută de la sursă și puterea obținută de la mixer. Funcție de originea acestor pierderi de conversie se pot defini :

L_1 — pierdere de conversie la barieră, funcție de caracteristica curent-tensiune și de condițiile de circuit. În [4], L_1 este determinat funcție de coeficientii Fourier ai dezvoltării în serie a conductanței neliniare funcție de timp. L_1 este dependent de amplitudinea tensiunii sinusoidale a oscilatorului local și de factorul de neidealitate n , deci nu este influențat practic de parametrii de structură;

L_2 — pierdere de conversie de semnal datorită rezistenței serie R_s și a capacității de barieră C_j a diodei. L_2 este dată de raportul dintre puterea semnalului de radiofrecvență de la intrare și puterea dată pe rezistența de barieră R_r .

În [5] se demonstrează că :

$$L_2 \text{ (dB)} = 10 \lg [1 + R_s/R_r + (\omega C_j)^2 R_s R_r]. \quad (14)$$

L_2 este principala componentă a pierderii de conversie, dependentă strict de elementele circuitului echivalent al diodei, deci de parametrii de structură.

L_3 — pierdere de adaptare.

Pierdere de conversie totală $L = L_1 L_2 L_3$, sau :

$$L \text{ (dB)} = L_1 \text{ (dB)} + L_2 \text{ (dB)} + L_3 \text{ (dB)}. \quad (15)$$

7. *Factorul total de zgomot (NF)* este cel mai important parametru al diodei de mixare, determinat direct de valoarea pierderii de conversie și de mărimea raportului temperaturilor de zgomot, ca factori dependenți de caracteristicile structurale ale diodei.

Se cunoaște relația :

$$NF = L (t + F_{IF} - 1), \quad (16)$$

iar : $NF \text{ (dB)} = 10 \lg NF$, unde F_{IF} este factorul de zgomot al amplificatorului de frecvență intermediară (video) și $F_{IF} \text{ (dB)} = 1,5 \text{ dB}$.

Pînă la această dată, s-a reușit reprezentarea pe curba de proiectare a aportului lui L_2 la factorul de zgomot, și anume :

$$NF_2 \text{ (dB)} = 10 \lg [L_2(t + F_{IF} - 1)]. \quad (17)$$

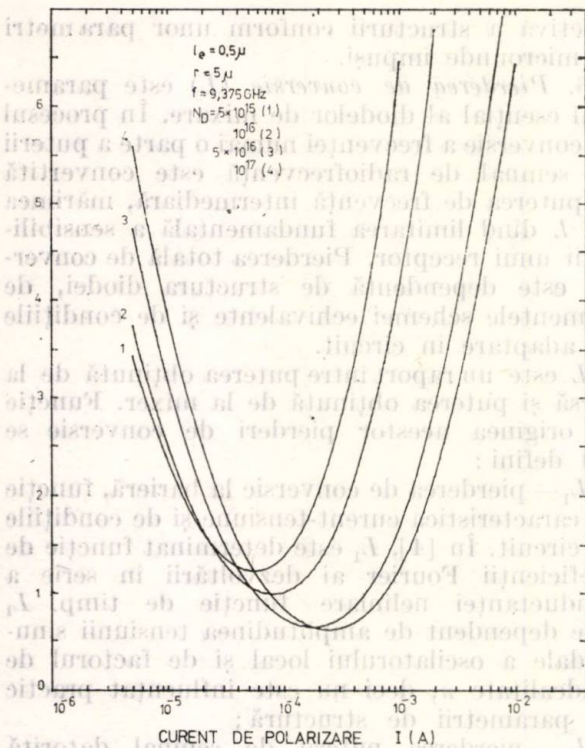


Fig. 7. NF_2 , funcție de curent;
 $f = 9,375$ GHz; $l_e = 0,5 \mu$; $r = 5 \mu$; $N_D = 5 \times 10^{15}$ (1); 1×10^{16} (2); 5×10^{16} (3); 1×10^{17} (4).

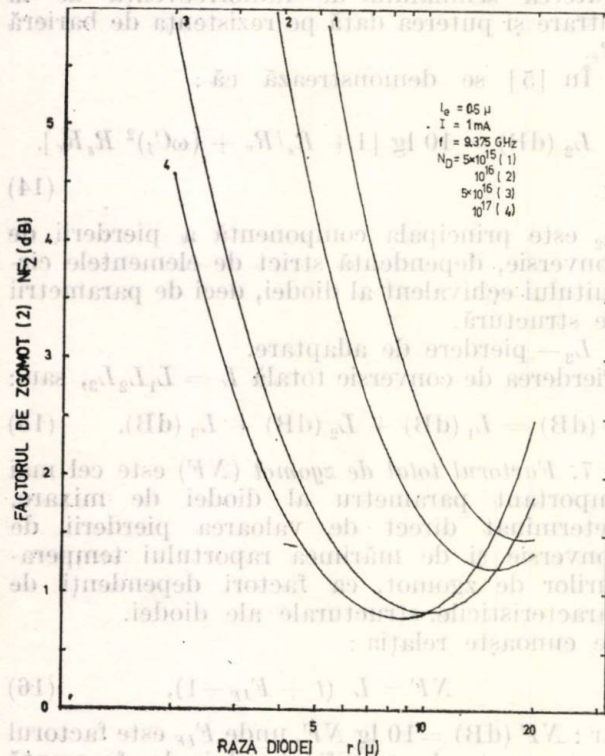


Fig. 8. NF_2 funcție de rază;
 $f = 9,375$ GHz, $l_e = 0,5 \mu$; $I_F = 20 \mu A$; $N_D = 5 \times 10^{15}$ (1); 1×10^{16} (2); 5×10^{16} (3); 1×10^{17} (4).

În [2] s-au trasat curbele de proiectare $NF_2 - f(I)$, $NF_2 = f(r)$, $NF_2 = f(f)$, din care exemplificăm următoarele:

figura 7 — $NF_2 = f(I)$ la $l_e = 0,5 \mu$, $r = 5 \mu$, $f = 9,375$ GHz, N_D parametru pentru Si; figura 8 — $NF_2 = f(r)$ la $l_e = 0,5 \mu$, $I = 20 \mu A$, $f = 9,375$ GHz, N , parametru pentru Si.

Variațiile obținute sînt deosebit de importante pentru proiectarea structurii și a regimului de funcționare a diodelor Schottky de mixare în microunde.

Se constată variația puternică a factorului de zgomot cu parametrii structurali ai diodei (raza, grosimea stratului epitaxial, concentrația de impurități în stratul epitaxial), cît și cu parametrii de regim: curentul de polarizare sau puterea oscilatorului local și frecvența de lucru.

Concluzii

Pentru prima dată se prezintă variațiile parametrilor de microunde ai diodelor de detecție și mixare funcție de elementele structurale ale dispozitivului fapt ce permite, pe de o parte, optimizarea unor parametri de proiectare funcție de condițiile de catalog, iar, pe de altă parte, alegerea unor soluții tehnologice convenabile.

Rezultatele obținute corespund raportărilor din literatură asupra unor dispozitive concrete; ele vor fi verificate în laboratoarele noastre odată cu depășirea unor limitări tehnologice existente în această perioadă.

Bibliografie

- [1] Grădinaru, Gh., Postolache, C., Dorobanțu, A. Raport: Dioda Schottky ROV 501 — Proiect și studiu de laborator, dec 1978.
- [2] Grădinaru, Gh., Postolache, C., Dorobanțu, A., Setnic, S., Anton, C. Raport: Dioda Schottky stripline ROV 511 — Studiu de laborator și proiect, iunie 1979.
- [3] Machperson, A.C., Day, H.N. Design and fabrication of high burn-out Schottky barrier crystal video diodes, În: Solid St. electron 15, 1972, p. 409.
- [4] Barber, Mark R. Noise figure and conversion loss of the Schottky barrier mixer diode. In: IEEE Tr. on MTT 15, 11 (1967) p. 629.
- [5] Anard, Y., Moroney, W.J. Microwave mixer and detector diodes. In: Proc. IEEE 59, 8 (1971), p. 1182.

Determinarea grosimii straturilor epitaxiale utilizând corecția de fază funcție de rezistivitatea substratului

FLORIAN BRĂDĂU, VLADIMIR ENESCU, ION BURLĂCEL, MIHAELA RĂDULESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Determinarea cu precizie a parametrilor grosime și rezistivitate, strat epitaxial sint lucruri de cea mai mare importanță pentru prelucrarea corectă și sigură a straturilor epitaxiale. Folosind metoda de spectrometrie în infraroșu în domeniul de sensibilitate a siliciului 1 100—350 Å se obțin determinări foarte bune de grosime [1, 2, 3].

Această metodă prezintă avantaj față de celelalte anterioare prin faptul că permite caracterizarea rapidă și nedistructivă a fiecărei plachete [4, 5].

Un lot va avea o dispersie destul de mare a valorilor grosimii straturilor epitaxiale datorită procesului epitaxial, ca și a erorilor de măsură. Cunoscând cu o bună precizie rezistivitatea substratului pe care urmează să se facă creșterea filmului de siliciu, erorile de măsură se pot corecta; în acest fel se naște posibilitatea de a forma din mai multe loturi de plachete epitaxiale loturi de grosimi dorite. Astfel randamentele se măresc încă din prima fază de fabricație — prelucrare la difuzie și mai departe fiind cea standard. Această metodă de corecție s-a introdus la IPRS-Băneasa pentru caracterizarea straturilor epitaxiale de siliciu pentru diode varicap și diode de comutație.

1. Teoria metodei

1.1. Fasciculul I arătat în figura 1 incident pe pelicula de siliciu epitaxial la unghiul θ este reconstituit după reflectare în planul A. Intensitatea fasciculului reconstituit se va datoră diferenței de fază între reflectarea pe stratul epitaxial și pe substrat.

Diferența de fază între unda reflectată de stratul epitaxial și substrat este :

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \Delta x}{\lambda} = \frac{2\pi (AB + BC) n_1}{\lambda} - \frac{2\pi AD}{\lambda} + \alpha_1 - \alpha_2, \quad (1)$$

* Ing. Fl. Brădău, ing. Vl. Enescu, Fiz. I. Burlăcel sint cercetători științifici la ICCE — București, iar Rădulescu, M. — inginer la IPRS-Băneasa.

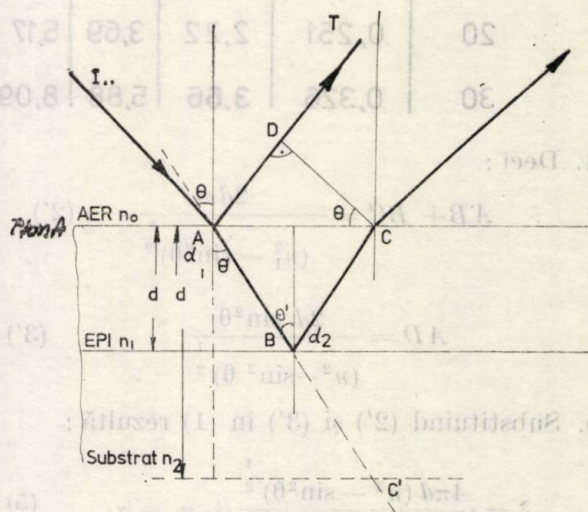


Fig. 1. — Interacția luminii cu suprafața epitaxială.

unde :

- $AB + BC$ reprezintă drumul geometric al razei;
- $(AB + BC) n$ — drumul optic al razei;
- λ — lungimea de undă;
- n_1 — indicele de refracție în siliciu, $n = 3,41$;
- α_1 — unghiul de defazaj în punctul A;
- α_2 — unghiul de defazaj în punctul B.

În deducerea acestei relații s-a presupus :

- a — rezistivitatea stratului epitaxial este destul de mare pentru a asigura un indice constant de refracție în gama explorată;
- b — stratul epitaxial și marginea substratului este precisă și definită;
- c — unghiul de incidență este destul de mic pentru a neglija efectul de polarizare;
- d — materialul nu are absorbție în gama explorată.

1.2. Din figura numărul 1 rezultă :

$$AB + BC = AC' = \frac{2d}{\cos \theta'}, \quad (2)$$

$$AD = AC \sin \theta = 2d \cdot \operatorname{tg} \theta' \sin \theta. \quad (3)$$

1.3. Din legea lui Snell :

$$\sin \theta = n_1 \sin \theta'. \quad (4)$$

Tabelul 1

Diferența de fază $\frac{\lambda}{2\pi}$ pentru siliciu tip n

λ (μm)	$\phi/2\pi$	P 1,0	P 1,5	P 2,0	P 2,5	P 3,0	P 3,5	P 4,0	P 4,5	P 5,0
12	0,132	1,12	2,00	2,89	3,77	4,66	5,55	6,44	7,32	8,21
20	0,251	2,22	3,69	5,17	6,65	8,13	9,60	11,08	12,56	14,03
30	0,326	3,66	5,88	8,09	10,31	12,52	14,74	16,95	19,17	21,38

1.4. Deci :

$$AB + BC = \frac{2dn_1}{(n_1^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}}} \quad (2')$$

$$AD = \frac{2d \sin^2 \theta}{(n^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}}} \quad (3')$$

1.5. Substituind (2') și (3') în (1) rezultă :

$$\delta = \frac{4\pi d (n^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}}}{\lambda} + \alpha_1 - \alpha_2. \quad (5)$$

1.6. Când diferența de fază este un număr întreg multiplu al lui 2 are loc o recombinare constructivă, fasciculul reflectat avînd o intensitate maximă. Convenind ca P să fie ordinea sau multiplul de recombinare ecuația devine :

$$2P\pi = \frac{4\pi d}{\lambda} (n^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}} + \alpha_1 - \alpha_2, \quad (6)$$

$$P = \frac{4\pi d (n_1^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}}}{2\pi \lambda} + \frac{\alpha_1}{2\pi} - \frac{\alpha_2}{2\pi}, \quad (7)$$

unde : $\alpha_1 = \pi = \text{ct.}$

și $\frac{\alpha_2}{2\pi} = f(\lambda, \rho \text{ substrat, tipul de conductibilitate})$ (6).

Din relația (7), ordinul extrem asociat lui λ_n este P_n

$$P_n = f(d, \lambda_n, \lambda_{n2}), \text{ unde } n = 1, 2, \dots$$

Pentru $n = 1$:

$$P_1 = \frac{2d (n_1^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}}}{\lambda_1} + \frac{\pi}{2\pi} - \alpha_{12}. \quad (8)$$

Pentru $n = 2$:

$$P_2 = \frac{2d_2 (n^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}}}{\lambda_2} + \frac{\pi}{2\pi} - \alpha_{22}, \quad (9)$$

$d_1 = d_2 = \text{grosimea stratului epitaxial.}$

1.7. Se notează cu $m = P_2 - P_1$ (10) diferența între două ordine maxime sau minime. Din relațiile (8), (9) și (10) rezultă :

$$P_n = \frac{m \lambda_1}{\lambda_1 - \lambda_n} + \frac{1}{2} - \frac{\alpha_{12} \lambda_1 - \alpha_{n2} \lambda_n}{2\pi(\lambda_1 - \lambda_n)}, \quad (11)$$

$$d_n = \left(P_n - \frac{1}{2} + \frac{\alpha_{2n}}{2\pi} \right) \frac{\lambda_n}{2(n_1^2 - \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}}}. \quad (12)$$

Relația (12) reprezintă dependența grosimii stratului epitaxial de variabilă independentă λ , P parametru și α_{2n} corecție de fază.

2. Rezultate și discuții

2.1. Cu ajutorul tabelului alăturat se întocmește o diagramă a dependenței grosimii funcție de λ și P luat drept parametru. Această diagramă conține și corecția de fază funcție de rezistivitatea substratului calculată pentru diode varicap și de comutație. Rezistivitatea substratului de tip n s-a luat $\rho = 3 \text{ m}\Omega\text{cm}$ deoarece aceste substraturi sînt date cu o rezistivitate cuprinsă între 2–4 $\text{m}\Omega\text{cm}$.

2.2. Determinarea grosimii folosind diagrama din figura 2. Fiecărei plachetede siliciu epitaxiată i se trasează o curbă de variație a intensității razei reflectate funcție de lungimea de undă. Această curbă va avea un număr de maxime și minime la diverse valori ale lui λ corespunzătoare anumitor grosimi de straturi epitaxiale. Datele sînt redată în tabelul 2, iar dependența grafică este arătată în figura 3.

2.3. Cu ajutorul diagramelor din figurile 2 și 3 se compară diagrama măsurată la spectrofotometru și se stabilește grosimea stratului epitaxial.

Exemplu de calcul :

a — curba obținută la spectrofotometru avînd maxime din figura 3 și din tabelul 2 rezultă că ordinul de mărime al grosimii este de 4–5 μm ;

b — pe graficul din figura 2 se trasează 2 linii paralele la axa ox la 4 și 5 μm ;

c — din diagrama spectrofotometrului trasată pentru această plachetă se determină $\lambda_2 = 18 \mu\text{m}$; (maxim) ;

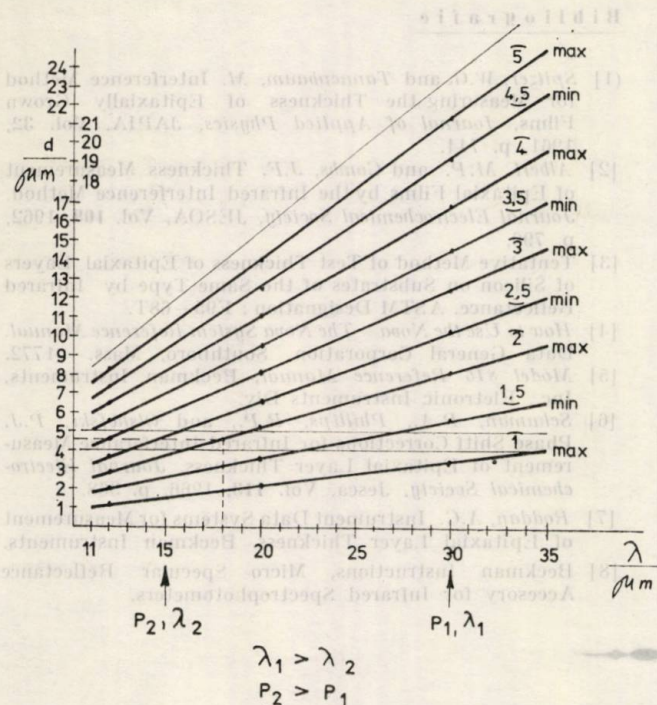


Fig. 2. Diagrama de evaluare a grosimii straturilor epitaxiale după formula (12).

Tabelul 2

Tabelul 2. Corelația dintre grosimea măsurată și numărul de maxime și minime în spectrul de sensibilitate al siliciului.

d	λ			
4	13	16	22	34
5	11	13	16	19
6	11	13	15	18
7	11	13	15	18
8	12	13	15	17
9	12	13	15	16

— = Maxima
 — = Minima

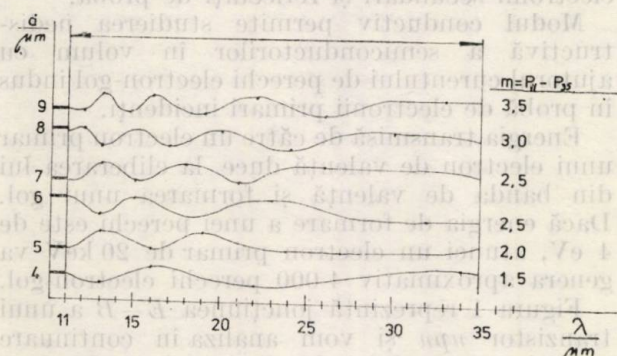


Fig. 3. Ilustrarea grafică a grosimii straturilor epitaxiale în spectrul de sensibilitate al siliciului.

d — în domeniul $d = 4-5 \mu m$, la intersecția paralelei trasate la axa d prin punctul de $\lambda_2 = 18 \mu m$ cu linia corespunzătoare celui de al 2-lea maxim se citește grosimea. Rezultatul obținut este de $d = 4,6 \mu m$.

Folosirea acestor grafice face posibilă măsurarea directă a grosimii eliminând în acest fel calculele laborioase necesare determinărilor pe fiecare plachetă în parte.

2.4. Se poate face o comparație între rezultatele măsurătorii grosimii unui substrat de 2 mΩcm rezistivitate, 4 mΩcm cu corecție de fază și fără corecție de fază. Se va compara grosimea calculată pentru:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= 24 \mu m & \alpha_{22} &= 0,258 & P_2 &= 3 \\ \lambda_2 &= 16 \mu m & \alpha_{42} &= 0,163 \end{aligned}$$

2.4.1. Grosimea la corecția de fază corespunzătoare rezistivității substratului de 2 mΩcm;

$$d = \left(P - \frac{1}{2} + \frac{\alpha_{22}}{2\pi} \right) \lambda_2 \cdot 0,1477$$

$$d = \left(3 - \frac{1}{2} + 0,258 \right) 16 \cdot 0,1477$$

$$d_1 = 6,517 \mu m.$$

2.4.2. Grosimea la corecția de fază corespunzătoare rezistivității substratului de 4 mΩcm:

$$d_2 = \left(3 - \frac{1}{2} + 0,163 \right) 16 \cdot 0,1477$$

$$d_2 = 6,293 \mu m.$$

2.4.3. Grosimea fără corecția de fază:

$$d_3 = \left(3 - \frac{1}{2} + 0 \right) 16 \cdot 0,1477,$$

$$d_3 = 5,908 \mu m,$$

$$d_1 - d_3 = 0,609 \mu m,$$

$$d_2 - d_3 = 0,385 \mu m,$$

$$d_1 - d_2 = 0,224 \mu m.$$

Comparând rezultatele de la 2.4.1.—2.4.2.—2.4.3. se observă că eroarea introdusă prin eliminarea corecției de fază este foarte mare. De aceea se impune:

a — controlul plachetelor înainte de epitaxie încât acestea să fie grupate după rezistivități de 2, 3, 4 mΩcm (domeniul de rezistivitate pentru substratul de siliciu la diode varicap și de comutație este de 2—4 mΩcm);

b — în cazul în care plachetele nu pot fi grupate după rezistivități se ia în practică o valoare medie de $3 \text{ m}\Omega\text{cm}$, eroarea fiind de numai $\pm 1,7\%$. După diagrama de $3 \text{ m}\Omega\text{cm}$ se determină valorile grosimilor epitaxiale la IPRS-Băneasa.

Concluzii

Metoda descrisă permite determinarea cu precizie a grosimilor straturilor epitaxiale eliminând erorile mari care se introduceau prin determinări fără corecție de fază. Totodată ea facilitează îmbunătățirea randamentelor de fabricație a dispozitivelor semiconductoare prin formarea de loturi în care variația grosimilor stratului epitaxial de la o plachetă la alta să fie foarte mică și cunoscută.

Metoda poate fi utilizată cu ușurință prin folosirea nomogramelor fără a mai fi nevoie de calcule laborioase pentru fiecare plachetă.

Bibliografie

- [1] Spitzer, W.G. and Tannenbaum, M. Interference Method for Measuring the Thickness of Epitaxially Grown Films, *Journal of Applied Physics*, JAPIA, Vol. 32, 1961, p. 744.
- [2] Albert, M.P. and Combs, J.F. Thickness Measurement of Epitaxial Films by the Infrared Interference Method. *Journal Electrochemical Society*, JESOA, Vol. 109, 1962, p. 790.
- [3] Tentative Method of Test Thickness of Epitaxial Layers of Silicon on Substrates of the Same Type by Infrared Reflectance. ASTM Designation: F95-68T.
- [4] *How to Use the Nova — The Nova System Reference Manual*. Data General Corporation, Southboro, Mass. 01772.
- [5] *Model 816 Reference Manual*, Beckman Instruments, Inc., Electronic Instruments Div.
- [6] Schuman, P.A., Phillips, R.P., and Olshefski, P.J. Phase Shift Corrections for Infrared Interference Measurement of Epitaxial Layer Thickness, *Journal Electrochemical Society*, JESCA, Vol. 113, 1966, p. 368.
- [7] Roddan, A.C. Instrument Data Systems for Measurement of Epitaxial Layer Thickness. Beckman Instruments.
- [8] Beckman Instructions, Micro Specular Reflectance Accessory for Infrared Spectrophotometers.

CZ 621.38

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
MICROSCOP ELECTRONIC DE BALEIAJ
JONCTIUNI

Metoda EBIC pentru studierea dispozitivelor semiconductoare și analiza defectelor

SIMONA PRISECARU * — BUCUREȘTI

Metoda EBIC (electron beam induced current) folosește modul conductiv de operare al microscopului electronic de baleiaj, dovedindu-se utilă în studierea unor probleme specifice semiconductoarelor ca: localizarea joncțiunilor, întinderea regiunii de sarcină spațială cu și fără polarizare, comportarea joncțiunilor la străpungere, prezența defectelor în volumul semiconducturului, defecte în oxid etc.

Lucrarea prezintă metoda EBIC aplicată tranzistoarelor, posibilitățile metodei extinzându-se și la circuitele integrate.

Vor fi discutate trei puncte importante:

1. Principiul metodei.
2. Cadrul experimental folosit.
3. Prezentarea și discuția rezultatelor obținute.

1. Principiul metodei

Se consideră un fascicul de electroni incident pe suprafața unui dispozitiv semiconductor. Simultan, o parte din electronii incidenti suferă o împrăștiere elastică (cu pierdere mică de energie, schimbare mare de direcție) datorită interacțiunii lor cu nucleele atomilor probei,

* Prîsecaru, S. este cercetător științific la ICCE — București

iar o parte suferă o împrăștiere neelastică (cu pierdere considerabilă de energie și schimbare mică de direcție) datorită interacțiunii lor cu electronii de valență ai atomilor probei. Împrăștierea elastică constituie fenomenul principal care stă la baza modului emisiv de operare a microscopului electronic de baleiaj, iar împrăștierea neelastică este fenomenul principal pentru modul conductiv.

Modul emisiv este folosit pentru studierea suprafeței probei, imaginea fiind formată de electronii secundari și reflectați de probă.

Modul conductiv permite studierea nedistructivă a semiconductorilor în volum cu ajutorul curentului de perechi electron-gol indus în probă de electronii primari incidenti.

Energia transmisă de către un electron primar unui electron de valență duce la eliberarea lui din banda de valență și formarea unui gol. Dacă energia de formare a unei perechi este de 4 eV, atunci un electron primar de 20 keV va genera aproximativ 4 000 perechi electron-gol.

Figura 1 reprezintă joncțiunea E-B a unui tranzistor npn și vom analiza în continuare apariția curentului indus la joncțiune de către fasciculul de electroni primari.

Un fascicul de electroni cu energie suficientă va străbate stratul de oxid și va pătrunde în Si până la o anumită adâncime. Pentru un fascicul de 10 keV, domeniul de penetrație în Si este aproximativ $1\ \mu$, iar pentru 20 keV aproxi-

O parte din golurile create în regiunea emitorului și o parte din electronii creați în regiunea bazei vor difuza către joncțiune și atingând regiunea de sarcină spațială, vor fi orientați de cimp contribuind la curentul indus, iar o

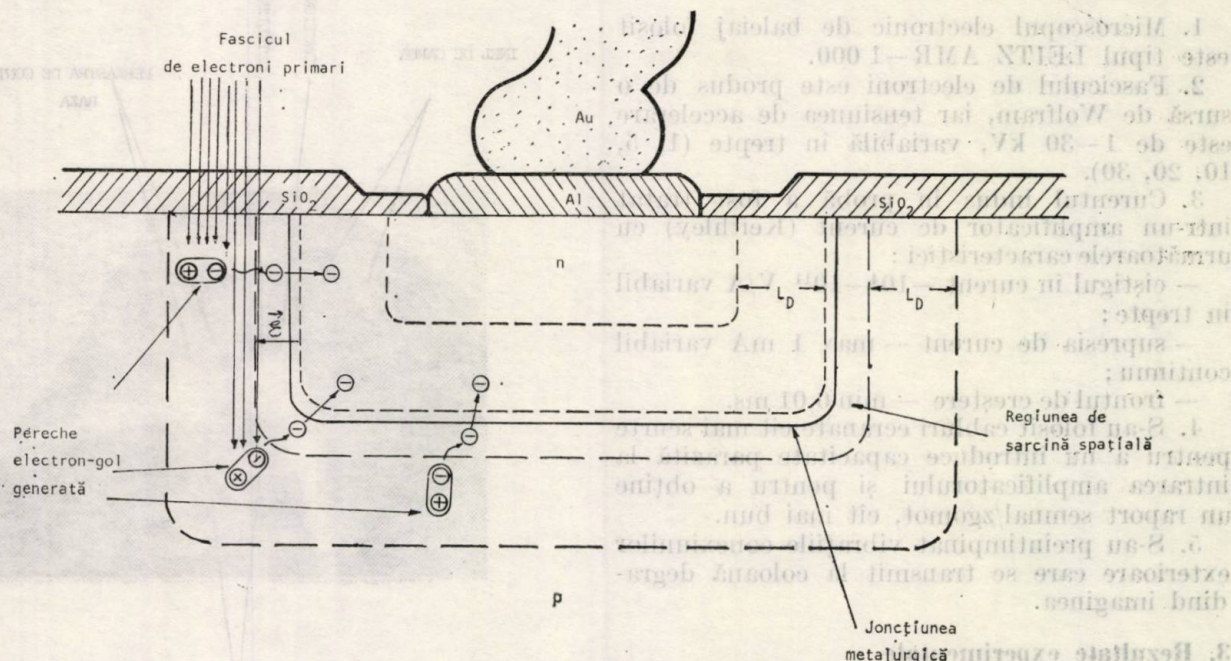


Fig. 1. — Secțiune transversală prin joncțiunea $p-n$ ilustrând mecanismul producerii curentului indus de fasciculul primar.

mativ $4\ \mu$. Pătrunderea în SiO_2 este aproximativ aceeași ca în Si.

Un fascicul electronic de 10 keV va străbate stratul de oxid, pătrunzând în regiunea de sarcină spațială din jurul peretelui vertical al joncțiunii $E-B$ și poate ajunge până la porțiunea orizontală a joncțiunii, dacă joncțiunea este puțin adincă și oxidul este subțire.

Pentru un fascicul electronic de 20 keV, adâncimea de penetrare este mult mai mare atingând porțiunea orizontală a joncțiunii $E-B$ și chiar joncțiunea $C-B$.

Adâncimea de la care este obținut semnalul poate fi controlată variind energia fasciculului primar.

Fenomenele care se produc la joncțiunea $E-B$ sînt următoarele:

Electronii primari ai unui fascicul de 10 keV își pierd energia creînd perechi electron-gol în patru regiuni — în stratul de oxid — în Si tip n deasupra joncțiunii, în regiunea de sarcină spațială, în Si tip p de sub joncțiune. În absența unui cîmp electric, perechile electron-gol create se vor recombină (regiunile n și p). În regiunea de sarcină spațială perechile formate sînt influențate de cîmpul electric existent, care va orienta electronii spre emitor și golurile spre bază. Mișcarea electronilor și a golurilor produce un curent într-un circuit extern, la care este conectată joncțiunea.

altă parte se vor recombină. Probabilitatea de recombinare este cu atît mai mică cu cît perechea generată este mai aproape de joncțiune.

Curentul indus de fasciculul electronic este aplicat la intrarea amplificatorului video al microscopului electronic după tratarea prealabilă într-un amplificator de curent. Curentul indus de fasciculul de electroni este influențat de o multitudine de factori ca: apropierea de joncțiune, grosimea straturilor de oxizi și a straturilor de metalizare, adâncimea joncțiunii, prezența prafului și a altor contaminanți superficiali, defecte interne, polarizare aplicată dispozitivului. Variația curentului indus datorită unuia sau mai multor factori din cei enumerați dă naștere la diferențe de contrast pe imaginile conductive.

Factorii topologici ca straturile de oxid și metalizare, praf etc., influențează curentul indus în mod indirect, modificînd valoarea curentului primar și, în consecință, numărul de perechi electron-gol create.

Defectele interne existente în dispozitiv ca: microspărturi, precipitate, trape, centri de recombinare în regiunea de sarcină spațială etc., influențează curentul indus în mod direct, acționînd atît asupra difuziei purtătorilor, cît și asupra procesului de separare a purtătorilor la joncțiune.

Polarizarea aplicată dispozitivului influențează de asemenea, în mod direct valoarea curentului de perechi indus.

2. Cadrul experimental

1. Microscopul electronic de baleiaj folosit este tipul LEITZ AMR—1 000.

2. Fasciculul de electroni este produs de o sursă de Wolfram, iar tensiunea de accelerare este de 1—30 kV, variabilă în trepte (1, 5, 10, 20, 30).

3. Curentul indus în probă a fost tratat într-un amplificator de curent (Keithley) cu următoarele caracteristici :

— câștigul în curent — 10^4 — 10^{11} V/A variabil în trepte ;

— supresia de curent — max 1 mA variabil continuu ;

— frontul de creștere — min 0,01 ms.

4. S-au folosit cabluri ecranate cit mai scurte pentru a nu introduce capacitate parazită la intrarea amplificatorului și pentru a obține un raport semnal/zgomot, cit mai bun.

5. S-au preîntîmpinat vibrațiile conexiunilor exterioare care se transmit la coloană degradînd imaginea.

3. Rezultate experimentale

Pentru exemplificarea metodei se vor prezenta în continuare cîteva rezultate experimentale obținute prin studierea unui tranzistor *npn* 2N930.

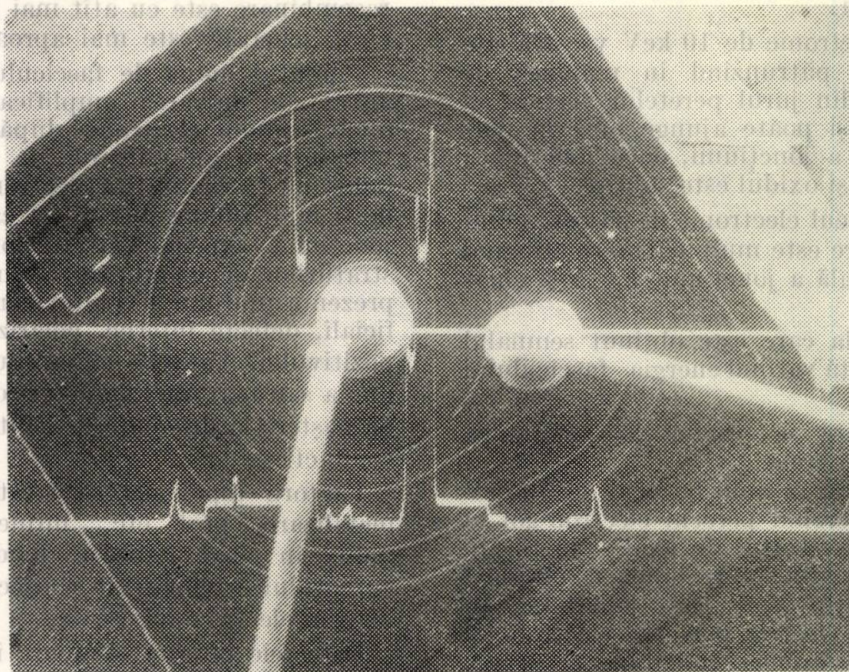


Fig. 2 a. 2N930 în modul emisiv cu semnal EBIC suprapus. Mărire 125, $V_{acc} = 20$ kV.

Sînt prezentați mai jos parametrii fizicii ai dispozitivului care interesează în mod deosebit în aplicarea acestei metode de observare :

- grosimea oxidului în regiunea bazei — 1μ ,
- adîncimea joncțiunii *EB* — $1,5 \mu$,

— adîncimea joncțiunii *BC* — 3μ ,

— grosimea metalizării — 1μ .

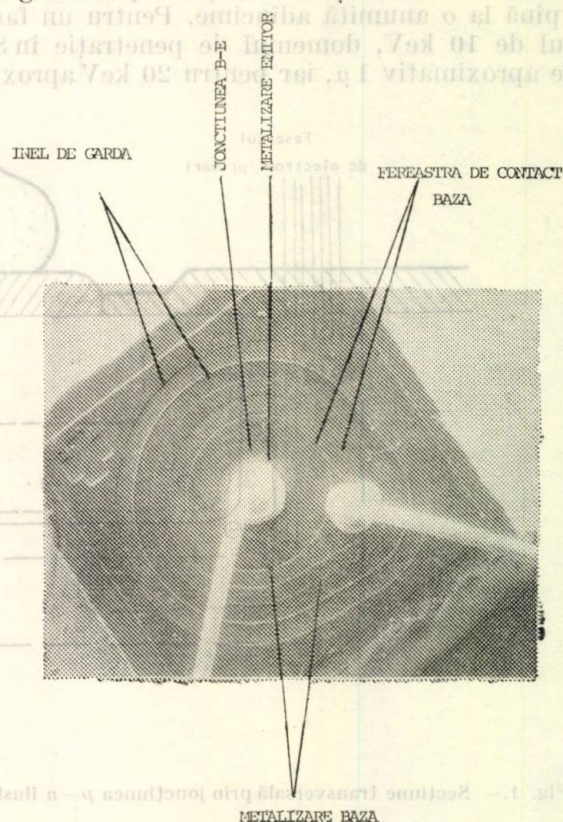


Fig. 2 b. Geometria de suprafață a tranzistorului 2N930.

Geometria dispozitivului este prezentată în figura 2b. Experimentele făcute pe acest dispozitiv și observațiile principale în diverse condiții de lucru sînt prezentate mai jos.

A. Fără polarizare

Fără a aplica tensiuni pe dispozitiv, se pot efectua diferite observații în modul conductiv, în funcție de modul de conectare a semnalului indus :

1. Semnal cules din emitor (baza—la masă, colectorul în gol), figura 3 a. În această conexiune se poate observa în special joncțiunea *EB* și materialul din regiunea emitorului. Fotografia pune în evidență forma și întinderea regiunii de sarcină spațială la joncțiunea *EB*.

2. Semnal cules din bază (emitorul și colectorul la masă) figura 3 b. Imaginea obținută este negativul celei observate la punctul 1. Informația conținută este practic aceeași, dar se observă că anumite detalii sînt mai ușor de studiat în această conexiune. Astfel în cazul dispozitivului observat a fost pusă în evidență o neregularitate în întinderea regiunii de sarcină spațială la joncțiunea *EB*. La mărirea mai mare (fig. 3 d) acest lucru



Fig. 3 a. 2N-930 semnal colectat din emitor. Mărire 125; $V_{acc} = 20$ kV.

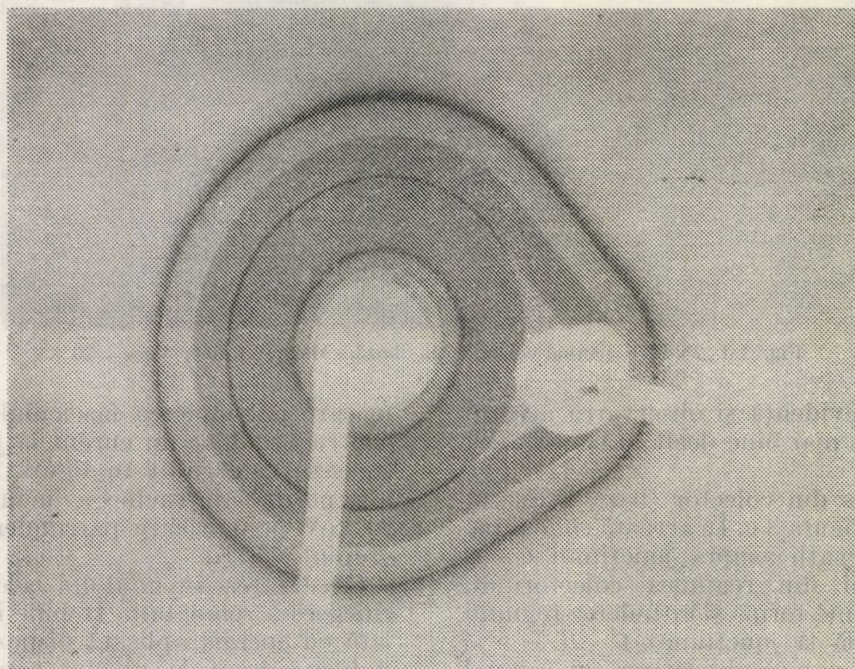
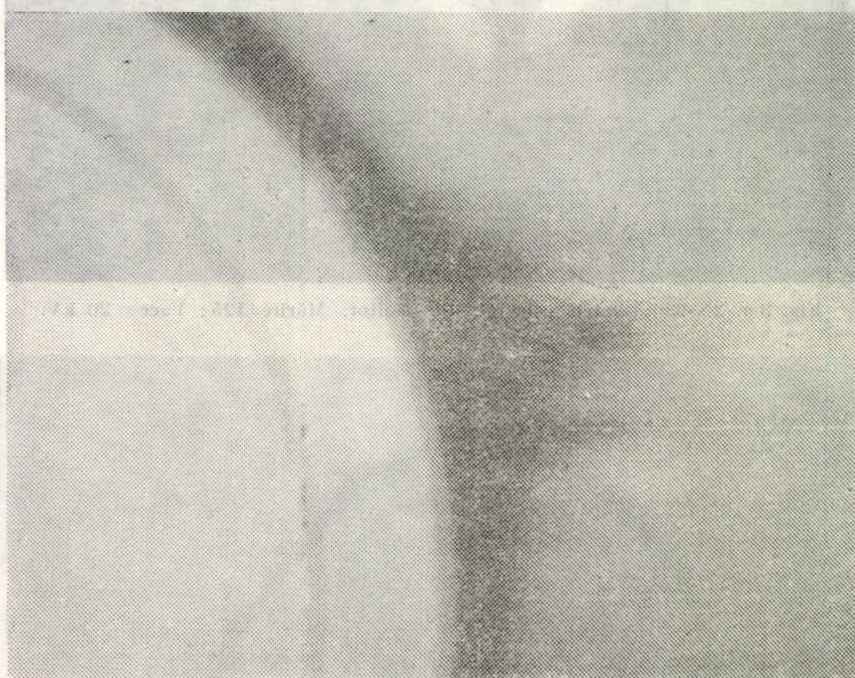


Fig. 3 b. 2N-930 semnal colectat din bază. Mărire 125; $V_{acc} = 20$ kV.

Fig. 3 c. 2N-930 semnal colectat din colector. Mărire 125; $V_{acc} = 20$ kV.Fig. 3 d. 2N-930 semnal colectat din bază. Mărire 1 500; $V_{acc} = 20$ kV.

este bine pus în evidență și observarea acestui defect s-a realizat mai bine decât în conexiunea de la punctul 1.

3. Semnal cules din colector (baza la masă, emitorul în gol) figura 3 c. În această conexiune se pot face observații asupra joncțiunii $C-B$ și a materialului din regiunea colectorului. Este pusă în evidență forma și întinderea regiunii de sarcină spațială la joncțiunea $C-B$.

Trebuie menționat că observarea cu semnal cules din colector este posibilă numai în cazul

în care pătrunderea fascicului este suficientă pentru a induce un curent la joncțiunea $C-B$. În cazul prezentat în figura 3 c observația a fost posibilă întrucât s-a lucrat la o energie de 20 keV pentru care pătrunderea în Si este de ordinul 4μ .

Observarea în unul din cele trei moduri de culegere a semnalului trebuie întotdeauna corelată cu energia aplicată dispozitivului pentru a induce curent la nivelul corespunzător punctului de colectare.

Efectul variației energiei aplicate asupra imaginii obținute este ilustrat în figura 4 a, b, în care s-a observat joncțiunea *EB*, într-o conexiune apropiată de cea prezentată la punctul 1 (semnal cules din emitor cu baza și colectorul la masă pentru a limita observația numai la joncțiunea *EB*).

Figura 4 a este realizată la o energie de 10 keV, la care pătrunderea fascicului este limitată la aproximativ 1 μ și, deci, nu se induce curent decât la periferia emitorului (în zona joncțiunii adiacentă suprafeței).

Figura 4 b este obținută la o energie de 20 keV la care pătrunderea este de circa 4 μ . În această situație, se culege un curent indus de pe întreaga suprafață a joncțiunii *EB*. Se observă că semnalul indus este mai puternic tot în regiunea adiacentă suprafeței, dar există un semnal cules de pe întreaga suprafață a joncțiunii. Evident, în zona centrală, pătrunderea fascicului primar este limitată de firul de conexiuni și de metalizarea emitorului, fapt care explică valoarea foarte mică a curentului indus în această joncțiune.

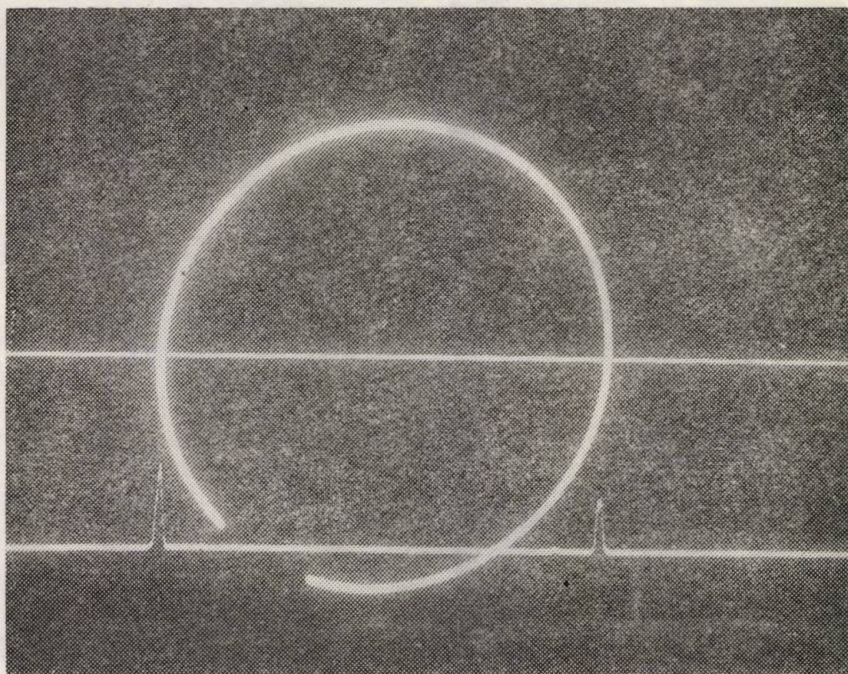


Fig. 4 a. 2N-930. Mărire 375; $V_{acc} = 10$ kV.

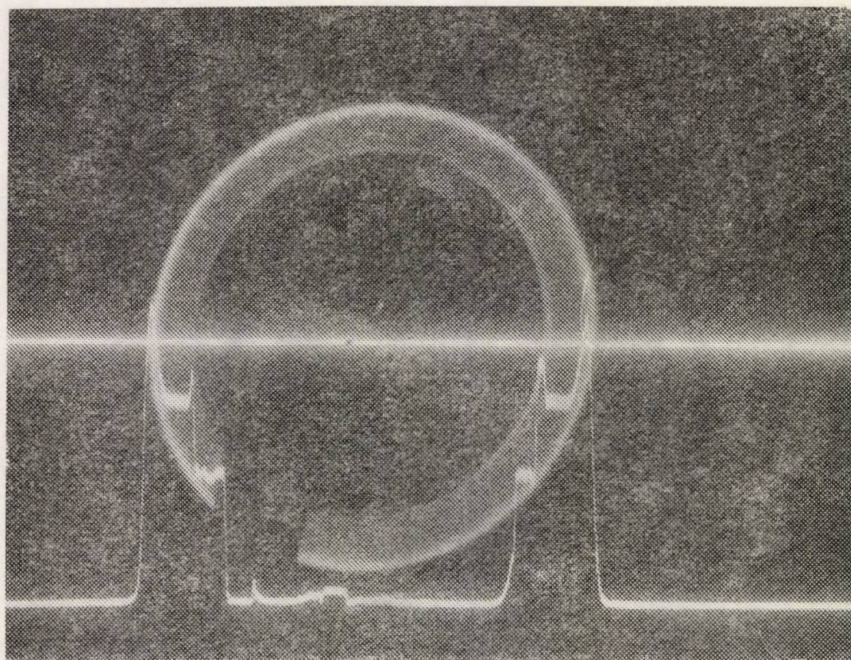


Fig. 4 b. 2N-930. Mărire 375; $V_{acc} = 20$ kV.

B. Cu polarizarea unei joncțiuni

1. Se pot face observații cu tensiune aplicată pe dispozitiv. Există totuși anumite limitări legate de faptul că amplificatorul de curent folosit trebuie izolat de tensiunile continue aplicate, astfel că, în general, s-au observat joncțiuni *BC* polarizate culegând semnalul indus din emitor. Rezultatele obținute au pus în evidență regiunea de sarcină spațială a joncțiunii *BC* și întinderea acesteia la aplicarea polarizării (fig. 5, a, b).

2. S-au efectuat de asemenea observații ale joncțiunii *CB* la străpungere pentru a pune în evidență multiplicarea în avalanșă a joncțiunii.

Figura 6 a este realizată în momentul apariției multiplicării în avalanșă ($V_R = 95$ V) când factorul M depășește unitatea. Se observă apariția unei zone slab luminate în regiunea joncțiunii *CB*.

În fig. 6 b se observă imaginea EBIC a dispozitivului intrat adine în avalanșă ($V_R = 120$ V; $M \rightarrow \infty$).

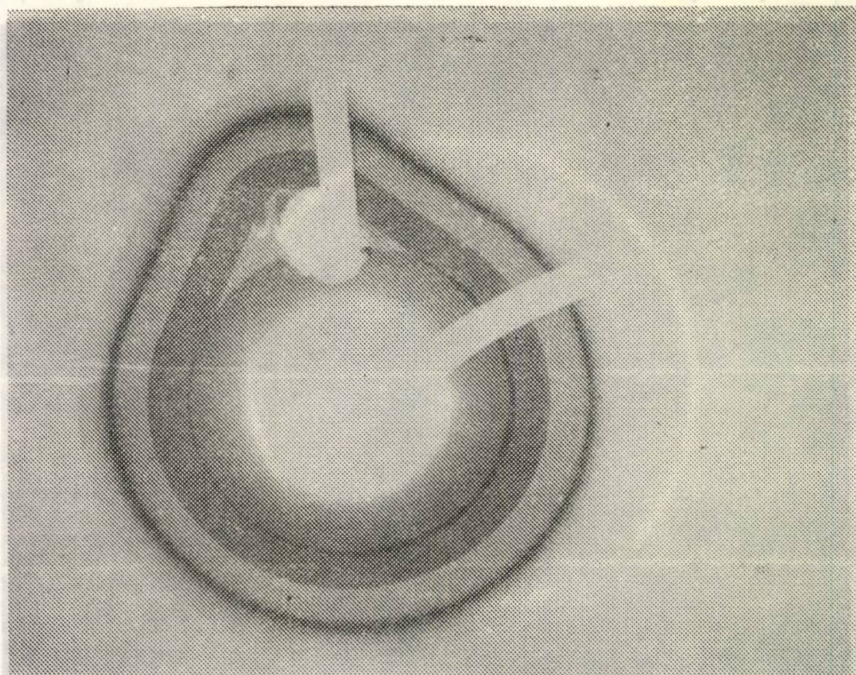


Fig. 5 a. 2N-930 — fără polarizare. Mărire 200; $V_{acc} = 20$ kV.

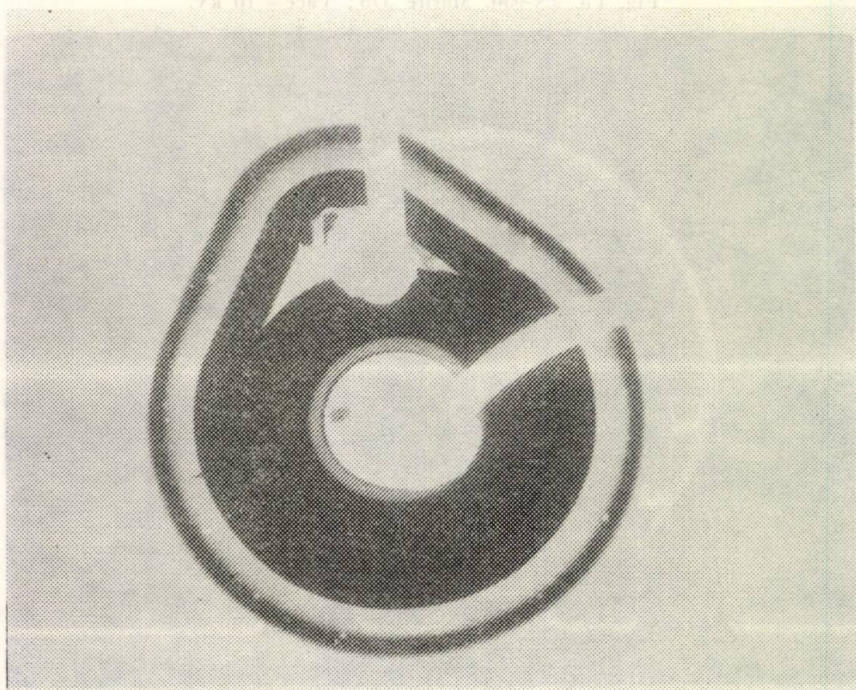


Fig. 5 b. 2N-930 — polarizat invers $C-B$, $V_R = 30$ V. Mărire 200; $V_{acc} = 20$ kV.

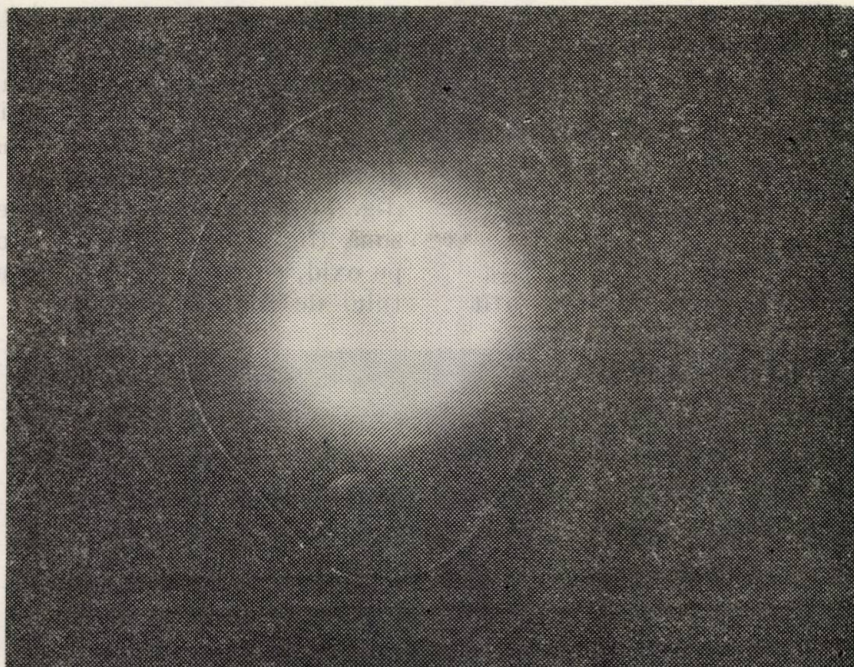


Fig. 6 a. 2N-930— polarizat invers CB, $V_R = 95$ V. $M \geq 1$ (inceputul avalanșei). Mărire 125; $V_{acc} = 20$ kV.

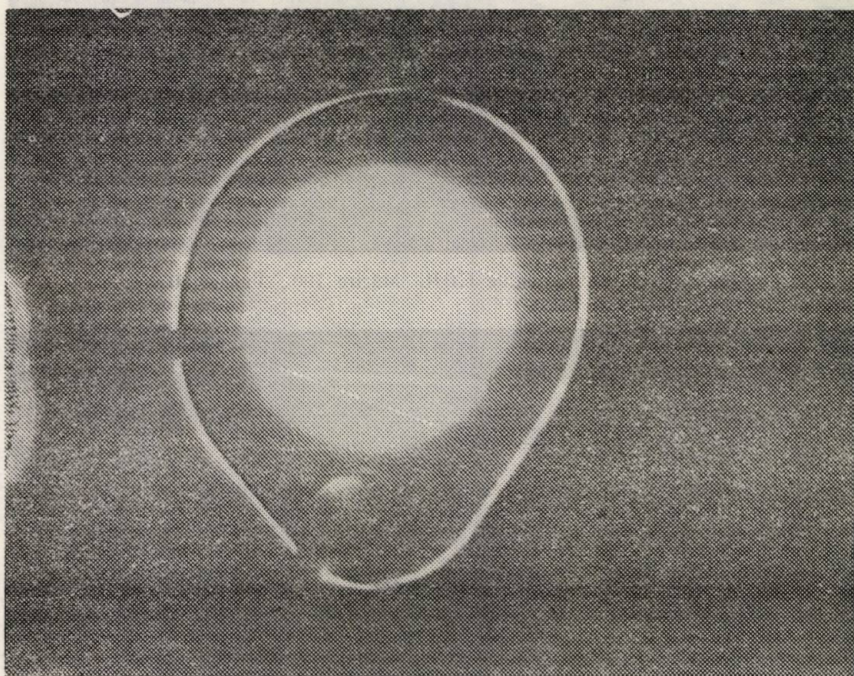


Fig. 6 b. 2N-930 polarizat invers C-B, $V_R = 120$ V, $M \rightarrow \infty$. Mărire 125; $V_{acc} = 20$ kV.

Se observă că zona luminoasă s-a extins mult și a crescut în intensitate datorită creșterii curentului indus de fascicul care este dependent de multiplicare. Datorită aranjamentului experimental folosit, jonctiunea C-B nu prezintă nici un contrast înainte de străpungere, zona strălucitoare apărând în momentul preavalanșei și intensificându-se treptat în timpul avalanșei propriu-zise. În cazul prezentat, pro-

prietățile jonctiunii nu variază de la un loc la altul și în timpul străpunerii, semnalul indus de fascicul este uniform. La dispozitive care prezintă defecte la jonctiune se pot observa străpungeri localizate sau neuniforme, vizualizarea lor fiind înlesnită de semnalul indus de fasciculul primar. Evident, asemenea observații nu sînt posibile în modul de lucru emisiv.

C. Alte observații efectuate în cursul studierii unor dispozitive cu microscopul electronic de baleiaj prin metoda conductivă au condus la rezultate interesante prezentate în cele ce urmează.

S-a studiat străpungerea a doua la tranzistorul BF-459. În urma defectării caracteristica inversă a joncțiunii CB a căpătat aspectul caracteristic în formă de S, cu o tensiune reziduală de 50 V.

Tranzistorul a fost observat înainte de străpungere în modul emisiv și conductiv, atît

suprafața, cit și imaginea EBIC ne prezentînd nici o neregularitate.

După străpungere, în imaginea EBIC a apărut locul de defectare la joncțiunea CB (sub oxidul din regiunea bazei). Zona de străpungere prezintă contrast diferit de restul imaginii (fig. 7 a). Revenind în modul emisiv în aceeași zonă (fig. 7 b) se observă două neregularități pe oxid, cu contur difuz, iar suprafața contactului de Al este intactă.



Fig. 7 a. BF 459 imagine EBIC. Mărire 700; $V_{acc} = 20$ kV.

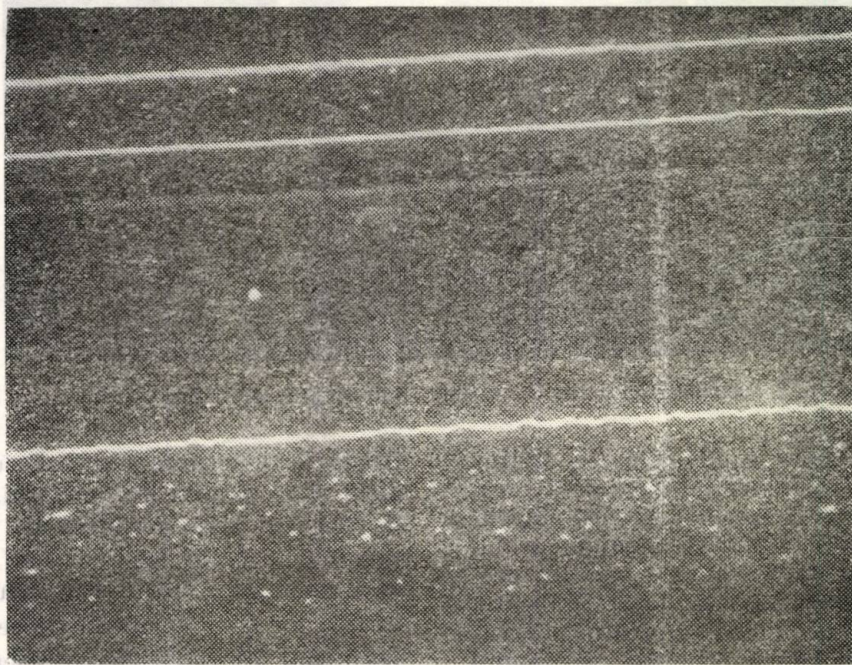


Fig. 7 b. BF 459 imagine în electroni secundari. Mărire 700; $V_{acc} = 20$ kV.

Se poate afirma totuși că numai imaginea *EBIC* certifică locul producerii străpungerii întrucât neregularitățile oxidului la suprafață nu pot constitui un indiciu sigur al defectării dispozitivului.

O ultimă ilustrare a posibilităților metodei conductive de a detecta defectele interne într-un dispozitiv este arătată în figura 8 a, b, c.

Figura 8 a reprezintă imaginea *EBIC* a unui tranzistor 2N930 în regiunea bazei. Se observă

numeroase zone cu contrast diferit care reprezintă defecte în material cum ar fi: dislocații, precipitate, centri de recombinare etc. Contrastul în imaginea *EBIC* apare datorită unei recombinări crescute a purtătorilor generați de fasciculul primar. Defectele semnalate s-au observat cel mai bine prin culegerea semnalului din colector și la energii mari (20 keV), ceea ce dovedește că localizarea lor este profundă ($3-4\mu$). De altfel, dacă privim imaginea în

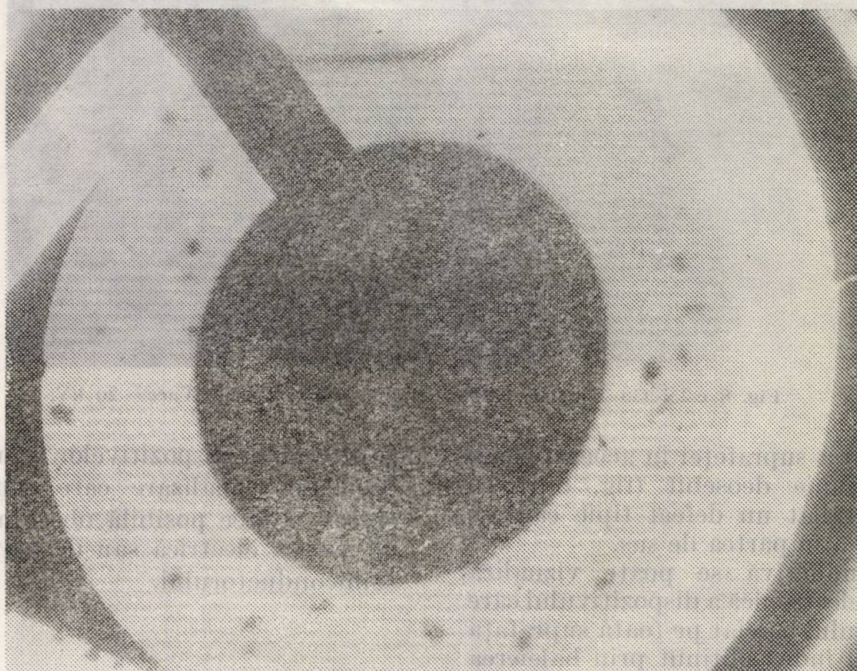


Fig. 8 a 2N-930 imagine EBIC. Mărire 425; Vacc= 20 kV.

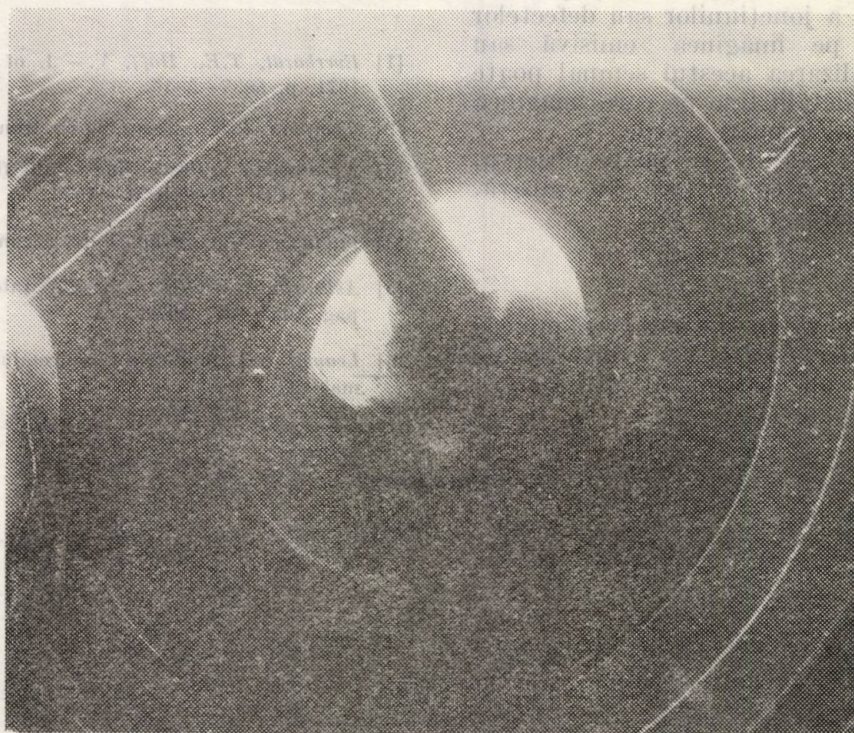


Fig. 8 b. 2N-930 imagine în electroni secundari. Mărire 425; Vacc= 20 kV.

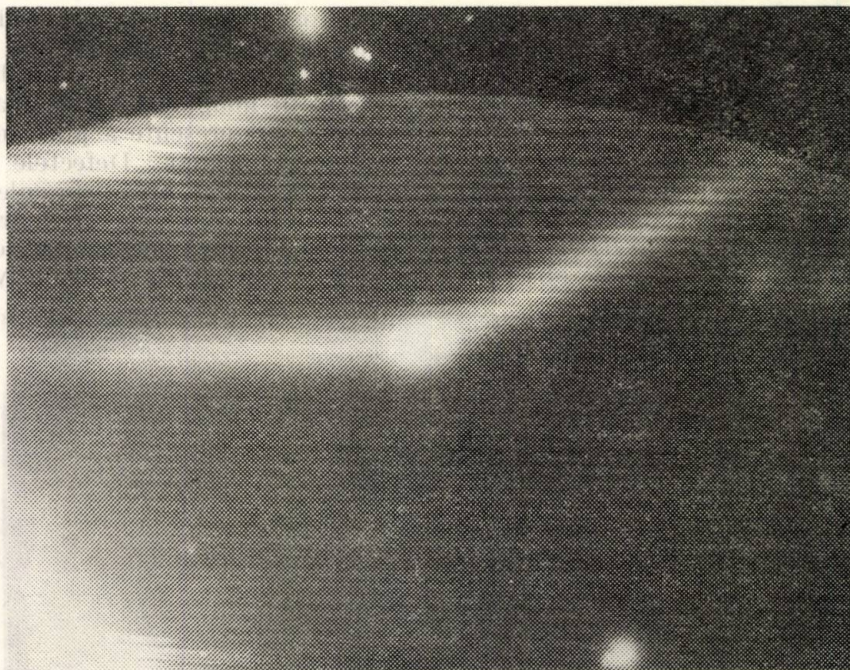


Fig. 8 c 2N-930 imagine EBIC detaliu. Mărire 2 000; $V_{acc} = 20$ kV.

electroni secundari a suprafeței în aceeași zonă, nu se observă nimic deosebit (fig. 8 b). În figura 8 c este detaliat un defect tipic care se vede și în figura 8 a în partea de sus.

În metoda conductivă se poate vizualiza pe lângă imaginea electronică a dispozitivului care se obține cu fasciculul baleiat pe toată suprafața probei și semnalul indus obținut prin baleierea unei singure linii. Acest semnal dă indicații cantitative asupra curentului indus și permite localizarea precisă a joncțiunilor sau defectelor prin suprapunere pe imaginea emisivă sau conductivă. Vizualizarea acestui semnal poate pune în evidență detalii fine pe care imaginea EBIC baleiată total le poate pierde.

În figurile 2 b, 4 (a, b) se poate observa, suprapusă pe imaginea conductivă sau emisivă, linia de semnal indus.

Concluzii

Din observațiile efectuate pe parcursul punerii la punct a metodei EBIC, s-a constatat că aceasta reprezintă un instrument util pentru

investigarea dispozitivelor semiconductoare, un mod de vizualizare care completează modul emisiv și face posibilă observarea unor defecte de natură electrică sau de material în volumul semiconductorului.

Bibliografie

- [1] Everhardt, T.E., Hoff, V.— J. of Appl. Phys., vol. 4, 1971, p. 5837—5846.
- [2] Thornton, P.R.— Scanning electron microscopy — 1968.
- [3] Nicolas, D.P.— Proceedings of the fifth annual STEREO-SCAN COLLOQUIUM— 1972.
- [4] Lukianoff, G.V. Solid State Technology march— 1971.
- [5] Ashburn, P., Bull C.J.— Solid State Electronics vol. 22, pag. 105—107—1979.
- [6] Leamy, H.J. and col.— Semiconductor International — mai 1979.

CZ 621.317

MĂȘTI DE CIRCUITE INTEGRATE
PROGRAM CINLAY

CINLAY—software de verificare și corectare interactivă a măștilor pentru C.I.

MIHAI LIȚĂ, HORIA PROFETA * — BUCUREȘTI

Realizarea măștilor circuitelor integrate complexe implică operații executabile numai prin digitalizarea asistată de calculator. Software-ul DIGLAY, prezentat la CAS 1978, era instrumentul de lucru cu calculatorul pentru trecerea de la planul circuitului („layout”) la măști pe rubylith. Verificarea și corectarea desenelor avea loc off-line, cu multe faze intermediare.

Noul pachet de programe, denumit CINLAY (Crt Interactive LAYout design), adaugă software-ului existent un instrument interactiv puternic cu ajutorul căruia durata operațiilor de verificare-modificare se scurtează, corectarea făcându-se on-line prin folosirea unui display grafic interactiv.

1. Vedere generală asupra sistemului

Sistemul complet de digitalizare și tăiere automată a măștilor este prezentat schematic în figura 1. Datele perforate pe cartele în urma

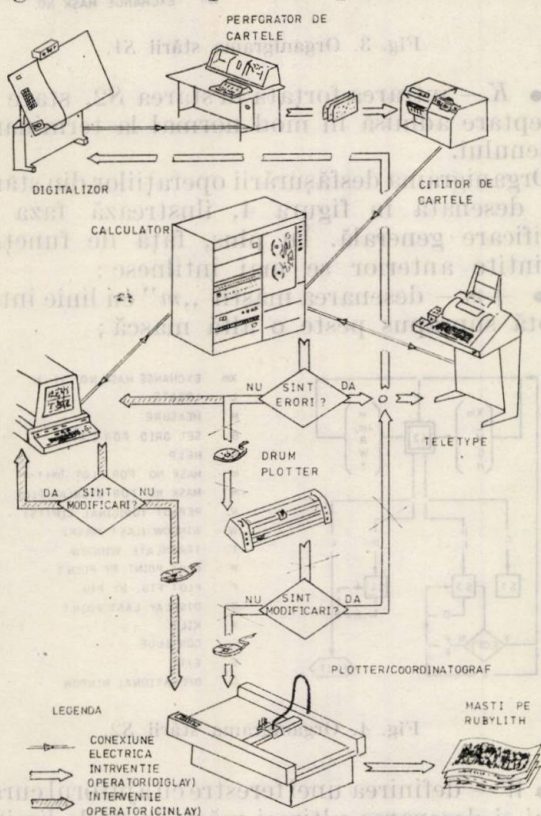


Fig. 1. Organigrama sistemului de digitalizare și tăiere automată a măștilor.

* Liță, M. este inginer, iar ing. Profeta, H. — cercetător la I.C.C.E.-București.

digitalizării constituie informația necesară programelor DIGLAY. În urma prelucrării pe calculatorul Varian 73 se obțin în final pe disc fișierele de date ale măștilor. Cu ajutorul acestora se generează banda magnetică folosită la tăierea automată a rubylith-ului. În sistemul inițial (liniile tăiate), procesul iterativ de verificare — corectare cuprindea generarea benzii magnetice, desenarea măștilor pe plotter, verificarea propriu-zisă și corectarea desenelor folosind funcțiile programului DIGLAY. Fiecare modificare implica listarea datelor din fișier și găsirea poziției datei dorite.

Atașarea la sistem a unui display grafic interactiv (cu un registru alfanumeric adresabil separat de restul ecranului și cu un cursor cu ajutorul căruia se poate determina poziția oricărui punct pe ecran) dă posibilitatea să fie desenate pe ecran una sau mai multe măști sau zone din măști și să fie aduse modificări desenului cu ajutorul cursorului și al registrului alfanumeric sub controlul software-ului CINLAY.

În acest mod generarea benzii magnetice se face o singură dată, în final, pentru tăierea automată a măștilor.

2. Structura software-ului CINLAY

Orice program interactiv cuprinde un număr de funcții și una sau mai multe stări de așteptare în care este necesară intervenția operatorului pentru selectarea funcției dorite și/sau introducerea datelor solicitate de program.

Programele CINLAY (fig. 2) conțin patru stări de așteptare distincte (S1—S4) și peste 30 de funcții ce se pot selecta în cursul acestora.

În faza de verificare, desenul pe ecran se execută în urma citirii secvențiale a fișierelor de date ale măștilor (aflate pe disc).

Tehnologia de realizare a display-ului (tub cu stocare) nu impune memorarea informației grafice ca în cazul tuburilor cu baleiere continuă, astfel că în această fază densitatea desenului este limitată numai de rezoluția ecranului și nu de memoria calculatorului.

Pentru faza de corectare s-a recurs însă la generarea „imaginii” în memoria operativă a calculatorului odată cu desenarea pe ecran, acesta fiind singurul mod în care se poate elimina așteptarea plicticoasă în timpul operațiilor de cântare. Prin structurarea judicioasă a programelor, memoria de 32 cuvinte a

- *L* — afișarea coordonatelor unui punct de pe ecran, localizat cu ajutorul cursorului;
- *M* — măsurarea distanței (*X* și *Y*) între două puncte de pe ecran;
- *G* — schimbarea rezoluției („grid”-ului);
- *O* — definirea unei ferestre „operative” urmată de desenarea ultimei măști cu înscrierea informației grafice în memorie și trecerea în starea *S4*.

Operațiile de modificare-corectare permise din starea *S4* sint ilustrate în figura 5. În afara unor funcții descrise anterior, în această stare

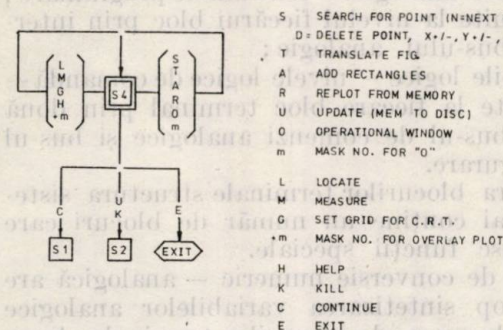


Fig. 5. Organigrama stării *S4*.

sînt posibile o serie de operații specifice cu acțiune asupra măștii de referință, înscrise în memorie:

- *S* — căutarea coordonatelor unui virf al unei figuri geometrice indicat pe ecran cu ajutorul cursorului, afișarea coordonatelor în registrul alfanumeric și, dacă este necesar, modificarea lor.
- *A* — adăugarea de dreptunghiuri pe masca de referință prin indicarea punctelor diagonale;
- *R* — redesenarea din memorie a măștii de referință;
- *Z* — actualizarea informației pe disc și revenirea în starea *S2*.

4. Concluzii

Prin folosirea display-ului grafic interactiv programele CINLAY scurtează considerabil ciclul de verificare-corectare a desenelor prin:

- prelucrarea datelor on-line;

- micșorarea numărului de operații necesare verificării și corectării desenelor;
- creșterea apreciabilă a vitezei de desenare;
- suprapunerea mai multor desene pe ecran (cel mult 3) cu posibilitatea recunoașterii lor;
- desenarea detaliilor (zone din mască);
- baleierea circuitelor prin translatarea acestor „lupe”;
- evitarea căutărilor greoaie în liste a datelor care necesită modificări.

Interfațarea calculatorului VARIAN cu display-ul grafic interactiv pe un canal de Teletype a ridicat o serie de probleme de hardware și software a căror rezolvare s-a răsfrint asupra organizării ulterioare a sistemului de programe CINLAY. Unele operații specifice display-ului (transmiterea coordonatelor cursorului, transmiterea conținutului registrului alfanumeric) trebuiau executate în timp real, pe un nivel de prioritate ridicat, ceea ce a impus implementarea programelor în foreground (zona de memorie protejată). Software-ul CINLAY a fost conceput ca un pachet de 5 programe dintre care unul segmentat în 26 de overlay-uri, conținând peste 40 de subrutine scrise în limbaj FORTRAN și 20 de subrutine în limbaj de asamblare (DASMR), totalizînd circa 10 000 cartele. Programele se apelează unele pe altele în FOREGROUND, pe nivele de prioritate diferite, între 2 și 27.

Sistemul are cîteva limitări de natură tehnică, datorate tipului de display folosit:

- mărimea ecranului de $21 \times 15 \text{ cm}^2$ permite studierea unei măști complexe numai pe zone;
- tubul cu stocare nu permite ștergerea selectivă a ecranului orice modificări implicînd reluarea desenului de la capăt.

Modul de organizare a sistemului, cu un singur procesor înconjurat de periferice, corespunzător sistemelor grafice din „generația I” limitează, de asemenea, timpul de răspuns. Sistemele grafice mai puternice folosesc arhitecturi de tip multiprocesor, în care un procesor grafic degreveză calculatorul central de o serie de operații proprii display-ului.

CZ 621.317.799 : 621.382

CIRCUITE INTEGRATE LOGICE
SISTEM AUTOMAT DE TESTARE

Sistem automat de testare pentru circuite integrate logice

CORNEL ROTARU, MIHAI STATOVICI, DAN STURZA, GELU VOICU * — București

Introducere

Dezvoltarea deosebită pe care o manifestă în ultima perioadă producția și utilizarea circuitelor integrate logice a determinat sporirea preocupărilor privind caracterizarea și testarea acestora.

Producătorii de circuite integrate sînt interesați de problema testării deoarece posedarea unor tehnici de caracterizare corectă și eficientă a circuitelor permite garantarea produselor, descoperirea punctelor slabe în procesul tehnologic, sortarea circuitelor după parametri etc.

Motivele care determină preocupările privind testarea circuitelor integrate la utilizator sînt următoarele: înglobarea într-un produs a unui dispozitiv semiconductor defect, care determină cheltuieli considerabile de depanare, asigurarea parametrilor funcționali ai unui echipament, care este determinată direct de respectarea parametrilor la nivelul circuitelor integrate utilizate etc.

Din punct de vedere teoretic probabilitatea de bună funcționare a unui ansamblu de N circuite integrate încorporate într-un echipament este egală cu produsul probabilităților de funcționare corectă a fiecărui dispozitiv în parte. Astfel, un aparat care cuprinde $N = 100$ circuite integrate, fiecare dintre acestea avînd o probabilitate de funcționare de 0,99, va avea, în final, o probabilitate de funcționare corectă de $(0,99)^{100} = 0,36$. Cu alte cuvinte, în cazul utilizării unui lot de componente care prezintă un procent de defecte de 1%, pentru un aparat ce conține 100 asemenea dispozitive, există șanse ca 1 din 3 aparate realizate să funcționeze corect la punerea sub tensiune.

În cele ce urmează sînt prezentate structura și principiul de funcționare a unui sistem de testare funcțională și parametrică pentru circuite logice.

Structura sistemului de testare

Figura 1 reprezintă schema-bloc a sistemului automat de testare.

Concepția de realizare a sistemului prevede cîte un bloc de comandă și măsură pentru fiecare terminal al circuitului testat, notat pe figură cu PD_i și denumit în continuare bloc terminal. Blocurile de tip PD_i sînt identice între ele, fiind capabile să asigure totalitatea stimulilor

(tensiuni și curenți) și a configurațiilor de terminale (alimentări, intrări, ieșiri etc.). Fiecare bloc terminal necesită la intrare un ansamblu de variabile de comandă:

- variabile analogice — tensiuni de programare;
- distribuite la nivelul fiecărui bloc prin intermediul bus-ului analogic;
- variabile logice — nivele logice de comandă — repartizate la fiecare bloc terminal prin două canale: bus-ul de comenzi analogice și bus-ul de configurare.

În afara blocurilor terminale structura sistemului mai conține un număr de blocuri care îndeplinesc funcții speciale.

Blocul de conversie numeric — analogică are drept scop sintetizarea variabilelor analogice utilizate la comanda blocurilor terminale. Acesta conține un convertor numeric-analogic, un ansamblu de circuite logice de comandă și un circuit analogic de scalare și multiplexare a semnalelor analogice.

Formarea semnalelor de comandă logică a blocurilor terminale este asigurată de blocul decodor. Blocul decodor asigură și nivelele de curent corespunzătoare pentru comanda celor 24 de blocuri terminale jucînd astfel rolul unui buffer.

Prin intermediul blocului de configurare logică se pot comanda simultan toate blocurile terminale precizîndu-se nivelul logic atribuit fiecărei intrări sau ieșiri. În acest fel se pot modifica valorile variabilelor logice de intrare în circuitul testat fără a modifica parametrul curent-tensiune programați.

Răspunsul circuitului testat la ansamblul de stimuli aplicat pe intrările și pe ieșirile sale este detectat în interiorul blocului terminal. Prin intermediul bus-ului de rezultate acesta este transmis blocului de concentrare a rezultatelor. Acest bloc are rolul de a stoca ansamblul răspunsurilor sosite de la cele 24 de terminale și determină eventuale apeluri de întrerupere, funcție de prezența sau absența răspunsurilor negative.

Avînd în vedere numărul ridicat de blocuri terminale ce pot fi comandate în cadrul sistemului s-a prevăzut posibilitatea realizării funcției de self-test. Blocul de self-test are rolul de a interfața semnalele de control ale blocurilor terminale, culese de bus-ul de self-test, cu bus-ul principal al sistemului.

Pentru realizarea dialogului cu exteriorul sistemul dispune de două blocuri specializate: blocul de intrare-ieșire care conține interfețe

* Ing. Rotaru, C., ing. Statovici, M., dr. ing. Sturza, D., ing. Voicu, G. sînt cercetători la I.C.C.E.—București

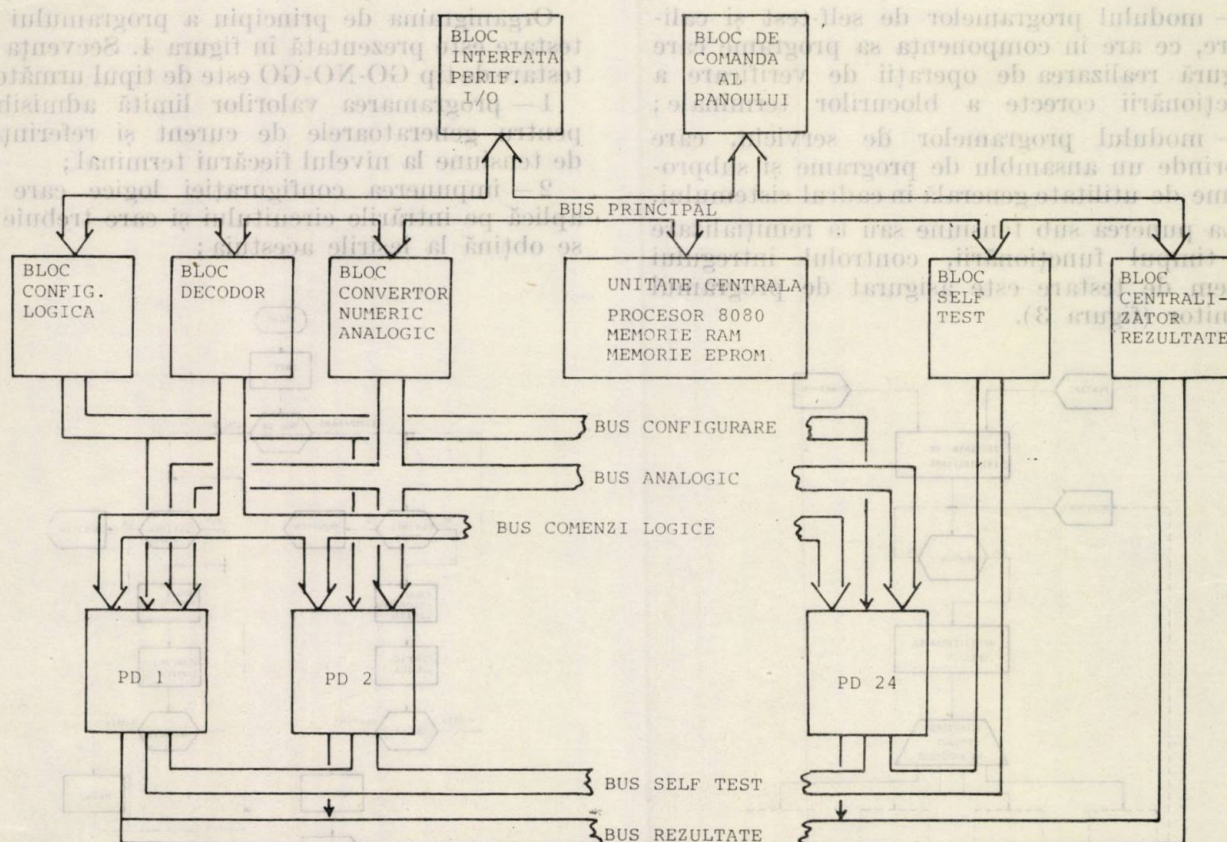


Fig. 1. Structura sistemului.

specifice perifericelor de intrare/ieșire (cititor de bandă și consolă CENTRONIX) și blocul de control al panoului de comandă.

Toate blocurile descrise mai sus sunt comandate și controlate de unitatea centrală a sistemului, care are la bază microprocesorul 8080A. Comenzile sunt transmise prin intermediul bus-ului principal cu ajutorul unor variabile logice de tip adresă plus date.

În afara microprocesorului și circuitelor accesorii ale acestuia (generator de fază și control de bus) unitatea centrală comportă o memorie formată din 4 K octeți RAM și 4 K octeți EPROM.

Principiul de funcționare a sistemului

Datorită faptului că sistemul de testare este conceput pe baza unui microprocesor utilizând tehnica de microprogramare prezentarea principiului de funcționare se va face cu ajutorul organigramelor de program.

În figura 2 este reprezentată structura sistemului de programe care controlează funcționarea testerului.

Modulul principal al sistemului de programe este monitorul care asigură funcțiile de intrare a comenzilor, selectarea și repartizarea execuției job-urilor de către modulele funcționale specifice, gestiunea întreruperilor etc.

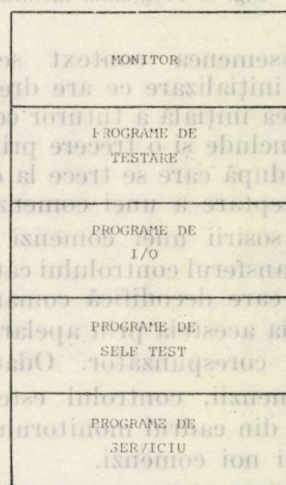


Fig. 2. Sistemul de programe.

Celelalte module din componența programului sunt următoarele:

- modulul programelor de test — care conține programul de test propriu-zis și valorile variabilelor de programare a generatoarelor de curent și referințelor de tensiune;
- modulul de intrare/ieșire cuprinde un ansamblu de subrutine capabile să execute operații de intrare/ieșire de date la nivelul echipamentelor periferice ale testerului;

— modulul programelor de self-test și calibrare, ce are în componența sa programe care asigură realizarea de operații de verificare a funcționării corecte a blocurilor terminale;

— modulul programelor de serviciu, care cuprinde un ansamblu de programe și subprograme de utilitate generală în cadrul sistemului.

La punerea sub tensiune sau la reinițializare în timpul funcționării, controlul întregului sistem de testare este asigurat de programul monitor (figura 3).

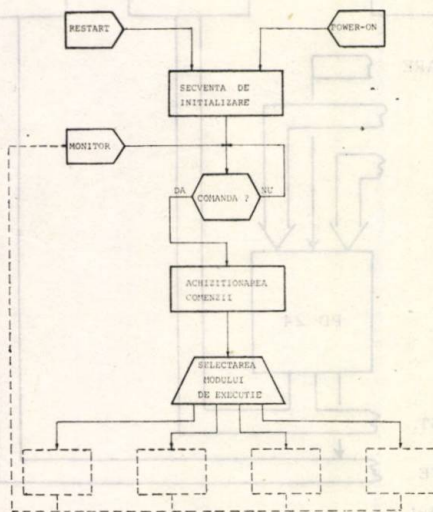


Fig. 3. Programul monitor.

Într-un asemenea context se execută o secvență de inițializare ce are drept scop aducerea în starea inițială a tuturor componentelor sistemului (include și o trecere prin programele de self-test) după care se trece la execuția unei bucle de așteptare a unei comenzi.

Sesizarea sosirii unei comenzi din exterior determină transferul controlului către segmentul de program care decodifică comanda și amorsează execuția acesteia prin apelarea modulului de program corespunzător. Odată încheiată execuția comenzii, controlul este redat buclei de așteptare din cadrul monitorului, în vederea sesizării unei noi comenzi.

În cele ce urmează se va analiza modul de satisfacere a unei comenzi de testare. Acest tip de comandă poate prezenta două variante :

— comandă de testare GO-NO-GO, caz în care primul rezultat negativ la un test determină respingerea circuitului testat;

— comandă de testare care prevede căutarea limitei de bună funcționare, situație în care pentru un parametru dat se aproximează prin iterații succesive valoarea limită ce separă domeniul de funcționare corectă de cel de funcționare defectuoasă.

Organigrama de principiu a programului de testare este prezentată în figura 4. Secvența de testare de tip GO-NO-GO este de tipul următor :

1 — programarea valorilor limită admisibile pentru generatoarele de curent și referințele de tensiune la nivelul fiecărui terminal;

2 — impunerea configurației logice care se aplică pe intrările circuitului și care trebuie să se obțină la ieșirile acestuia;

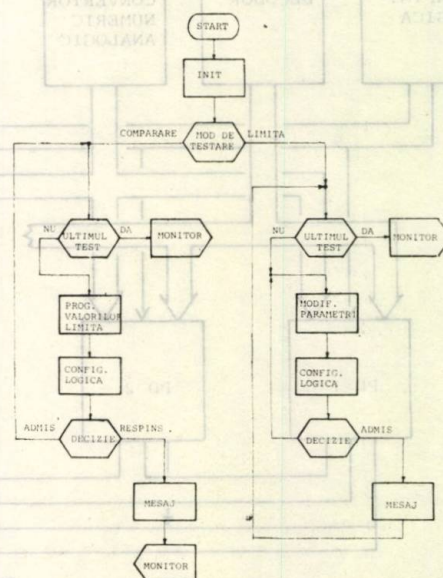


Fig. 4. Organigrama de principiu a programului de testare.

3 — deciderea rezultatului testării pentru configurația logică impusă :

a — primul răspuns incorect (respins) al dispozitivului testat provoacă abandonarea testării acestuia; editarea unui mesaj corespunzător și returnul la monitor;

b — un răspuns corect (admis) autorizează continuarea testelor;

4 — încheierea tuturor testelor produce returnul la monitor.

Căutarea limitei de funcționare se execută sub controlul unei secvențe (figura 4) cuprinzând următoarele etape :

1 — modificarea parametrilor de efectuare a testului, variația limitelor de acceptare;

2 — aplicarea configurației logice testate;

3 — decizia asupra răspunsului este luată astfel :

a — primul răspuns corect (admis) determină editarea unui mesaj indicând limita găsită după care se continuă testarea;

b — un răspuns negativ (respins) provoacă reluarea buclei de testare din punctul 1°;

c — depășirea posibilităților de măsură ale sistemului determină abandonarea testului și trecerea la alt tip de test.

4 — terminarea tuturor testelor provoacă returnul la monitor.

Figura 5 prezintă organigrama de principiu a programului de calibrare a generatoarelor de curent și a referințelor de tensiune din cadrul blocurilor terminale.

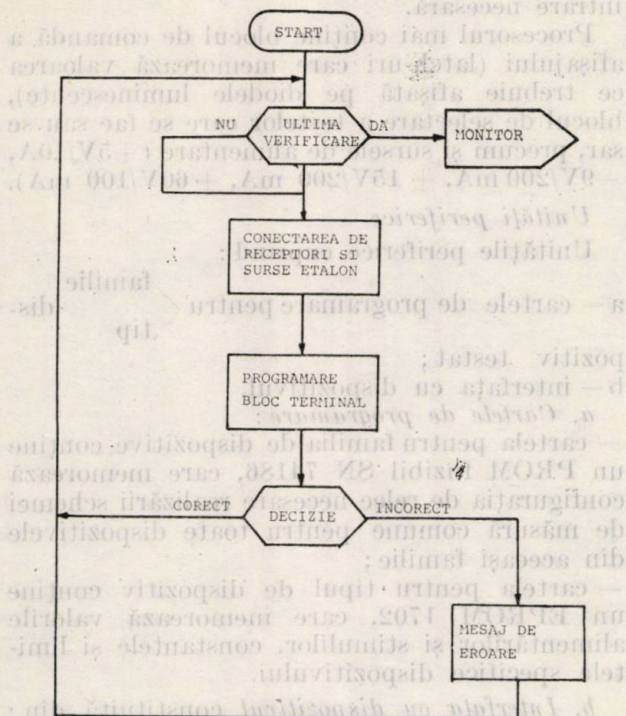


Fig. 5. Principiul programului de calibrare.

CZ 621. 317

Procesor pentru caracterizarea circuitelor integrate analogice

MARIANA NIȚĂ, MIHAELA ILIE, VIRGIL ILIAN, MIHAI DATCULESCU VAIS, * — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru caracterizarea cât mai rapidă și completă a CI analogice și pentru eliminarea locurilor înguste care apar la testarea pe plachetă și finală a dispozitivelor a fost conceput un sistem automat cu un mare grad de versatilitate, putând fi utilizat pentru mai multe familii de circuite liniare (amplificatoare operaționale, stabilizatoare, comparatoare) și pentru mai multe tipuri de dispozitive în cadrul acestor familii. Sistemul caracterizează static dispozitivele.

1. Arhitectura sistemului

Sistemul e alcătuit din două părți :

- 1 — unitatea centrală (procesorul propriu-zis);
- 2 — unități periferice (specifice familiei și tipului de dispozitiv testat).

Secvența de calibrare se compune din următoarele etape principale :

- 1 — conectarea de receptori și/sau surse etalon la ieșirea unui bloc terminal;
- 2 — programarea blocului terminal în modul corespunzător valorilor etalon conectate;
- 3 — verificarea corectitudinii valorilor în raport cu etalonul.

Caracteristicile sistemului de testare

Sistemul de testare automat construit pe baza structurii și având principiul de funcționare descris anterior prezintă următoarele caracteristici :

- Generează stimulii având următorii parametri :
 - tensiune — $7,5\text{ V} \div 7,5\text{ V}$, cu o precizie de $\pm 2,5\text{ mV}$;
 - curent — $200\text{ mA} \div 200\text{ mA}$, cu o precizie de $\pm 0,2\text{ mA}$;
 - $2,5\text{ mA} \div 2,5\text{ mA}$, cu o precizie de $\pm 2,5\text{ }\mu\text{A}$;
- Poate testa circuite integrate cu pînă la 24 terminale.
- Timp de test pentru un circuit de complexitate SSI/MSI circa 1s (test tip GO-NO-GO).
- Posibilități de modificare a parametrilor și programelor de test.

Sistemul este prezentat într-un dulap standard de 19", incluzînd și cititorul de bandă.

MICROSCHHEME ANALOGICE INTEGRATE
PROCESOR MICROPROGRAMAT

În figura 1 se prezintă schema-bloc a sistemului.

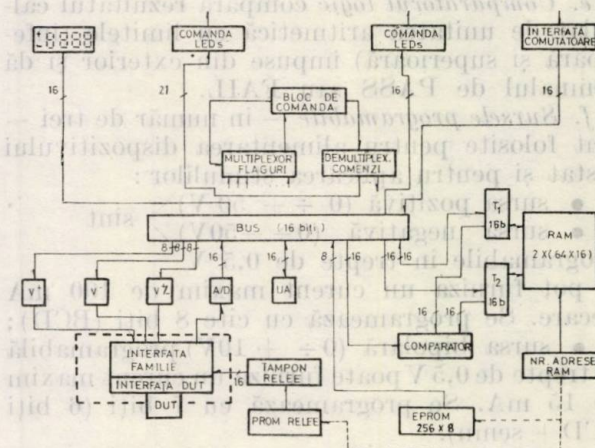


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului.

* Autorii sînt cercetători la I.C.C.E.-București

Unitatea centrală

Unitatea centrală cuprinde un bloc de comandă microprogramat, o memorie RAM, un BUS de 16 biți pentru transferul datelor și al rezultatelor, o unitate aritmetică, un comparator logic, trei surse programabile și un convertor A/D. Unitatea centrală este capabilă să comande constituirea configurației dorite a schemei de măsură și să furnizeze și să aplice nivelele necesare de tensiune (alimentări, stimuli) și, de asemenea, să primească, să prelucreze, să afișeze rezultatele măsurătorilor și să decidă dacă dispozitivul a trecut testul sau nu.

a. *Blocul de comandă* este compus din :

- o memorie PROM (realizată cu circuitul 1702) de 0,5 kbiți pentru stocarea microprogramului; microinstrucțiunea cuprinde 32 biți, din care 14 de adresă și restul de 18 de comenzi;
- un demultiplexor de comenzi (maximum 48 de comenzi posibile);
- un multiplexor care selectează semnalul testat pentru salturi în program (maxim 34 semnale testate posibile).

b. *Memoria RAM* are capacitatea de 2048 biți și este realizată cu două memorii MOS statice 2102 și cu registrele necesare conversiei serie/paralel. Datele se scriu și se citesc în sau din memorie pe grupuri de câte 16 biți serie, care se citesc paralel în aparat. Deci, la un moment dat, sînt disponibile două cuvinte de câte 16 biți.

c. *BUS* de 16 biți pentru date și rezultate. Pe intrarea lui multiplexarea se face folosind circuite open collector, iar la ieșire se face suprimarea automată a zerourilor nesemnificative atunci cînd se afișează rezultatele pe display.

d. *Unitatea aritmetică* prelucrează rezultatele măsurătorilor și constantele introduse din exterior, putînd efectua operații de adunare, scădere și împărțire. Ea lucrează în BCD (4 digiți). Aceasta facilitează atât introducerea datelor, cît și afișarea rezultatelor, eliminînd conversiile de cod intermediare.

e. *Comparatorul logic* compară rezultatul calculat de unitatea aritmetică cu limitele (inferioară și superioară) impuse din exterior și dă semnalul de PASS sau FAIL.

f. *Sursele programabile* — în număr de trei — sînt folosite pentru alimentarea dispozitivului testat și pentru aplicarea stimulilor :

- sursa pozitivă ($0 \div +50\text{ V}$)
- sursa negativă ($0 \div -50\text{ V}$)

sînt programabile în trepte de 0,5 V și pot furniza un curent maxim de 100 mA fiecare. Se programează cu câte 8 biți (BCD);

- sursa bipolară ($0 \div \pm 10\text{ V}$) programabilă în trepte de 0,5 V poate furniza un curent maxim de 15 mA. Se programează cu 7 biți (6 biți BCD + semn).

g. *Convertorul A/D* este un convertor cu dublă rampă. Rezultatul conversiei apare în

BCD (3 1/2 digiți). Eroarea maximă este de 20 mV pe tot domeniul de $\pm 10\text{ V}$. Tensiunea de intrare este primită de un repetor (realizat cu circuitul $\mu\text{A} 740$), asigurînd impedanța mare de intrare necesară.

Procesorul mai conține blocul de comandă a afișajului (latch-uri care memorează valoarea ce trebuie afișată pe diodele luminescente), blocul de selectare a testelor care se fac sau se sar, precum și sursele de alimentare ($+5\text{ V}/10\text{ A}$, $-9\text{ V}/200\text{ mA}$, $\pm 15\text{ V}/200\text{ mA}$, $\pm 60\text{ V}/100\text{ mA}$).

Unități periferice

Unitățile periferice cuprind :

a — cartele de programare pentru familie
tip dis-
pozitiv testat;

b — interfața cu dispozitivul.

a. *Cartele de programare* :

- cartela pentru familia de dispozitive conține un PROM fuzibil SN 74186, care memorează configurația de relee necesare realizării schemei de măsură comune pentru toate dispozitivele din aceeași familie;

- cartela pentru tipul de dispozitiv conține un EPROM 1702, care memorează valorile alimentărilor și stimulilor, constantele și limitele specifice dispozitivului.

b. *Interfața cu dispozitivul* constituită din :

- family board (interfața specifică familiei de dispozitive testate, de exemplu amplificatoare, stabilizatoare etc.);

- device board (interfața specifică tipului particular de dispozitiv, de exemplu ROB 101, ROB 709, ROB 305 etc.).

Interfața specifică familiei conține schemele de măsură comune tuturor dispozitivelor de același tip și care se măsoară pe același principiu și folosind aceleași metode. Astfel, interfața pentru amplificatoare operaționale conține bucla de măsură automată recomandată în standardele internaționale (CEI 1978, supliment la publicația 147-2/1963). Față de clasică buclă, care permite citirea tensiunilor din care rezultă mărimile ce caracterizează dispozitivul, s-a prevăzut în schemă posibilitatea compensării tensiunii de decalaj (la testele unde e necesar acest lucru), folosind un circuit de eșantionare și memorare. De asemenea, pentru măsurarea curenților absorbiți de la sursele de alimentare se folosesc convertoare curent-tensiune.

Interfețele specifice tipului de amplificator operațional (device board 101, 709, 715) conțin acea parte din bucla de măsură care diferă de la un dispozitiv la altul, cum ar fi divizorul pentru tensiunea de decalaj, rezistențele pe care se măsoară curenții de polarizare și de decalaj, sarcina, precum și compensarea de frecvență adecvată.

Interfața pentru stabilizatoare (family board stabilizatoare) conține un circuit de eșantio-

nare și memorare (care stochează prima valoare a tensiunii de la ieșirea dispozitivului testat și care este un S/H logic), precum și amplificatorul de instrumentație, care amplifică diferența dintre această valoare memorată și valoarea curentă a tensiunii de la ieșirea stabilizatorului, după ce s-a aplicat o variație tensiunii de intrare sau curentului de sarcină. Aceasta este partea cea mai pretențioasă a schemei, destinată măsurării unor variații mici (mV) suprapuse peste un nivel mare de tensiune continuă constantă (câțiva volți). Celelalte teste (V_{ref} , V_{sense} , V_{0max}), presupunând doar măsurarea unui nivel de tensiune destul de mare, nu necesită decît o scalare adecvată pentru conversia A/D.

Interfața specifică tipului de stabilizator (DB 305, 723, etc.) conține rețelele de reacție, sarcina (care este un generator de curent comandat de sursa programabilă bipolară), compensarea de frecvență specifică dispozitivului testat, amplificatorul de scalare și o schemă de protecție a lanțului de măsură în cazul aplicării unor tensiuni prea mari din cauza unor dispozitive defecte.

2. Funcționare

Moduri de lucru

Procesorul are trei tipuri de moduri de lucru selectabile de la panoul frontal:

- Test
- Programare (introducere/lectură date),
- Verificarea display și convertor A/D.

La punerea sub tensiune și după inițializare procesorul intră într-o buclă de identificare a modului de lucru pe care este programat în acel moment. Odată identificat modul de lucru se intră în subrutina afectată lui, așteptîndu-se acționarea butonului TEST pentru începerea lucrului, așa cum se vede în figura 2 „Organigrama modurilor de lucru”.

Pe modul de lucru *c* (verificare display și convertor A/D) se testează funcționalitatea celor patru afișoare și a celor 37 diode luminescente de pe panoul frontal, precum și etalonarea convertorului A/D. Pe modul de lucru *b* (introducere/lectură date) se poate programa procesorul pentru a testa un anumit tip de dispozitiv, și anume:

— PROGRAMARE AUTOMATĂ — se citește automat întregul PROM de pe cartela de programare a tipului de dispozitiv. Datele, conținînd valorile tensiunilor ce trebuie aplicate de către sursele programabile, codurile operațiilor pe care le face unitatea aritmetică, constantele care intervin în aceste operații și limitele cu care se compară rezultatele sînt transferate în RAM, de unde vor fi citite la fiecare test. Se procedează așa deoarece în RAM se pot face modificări asupra acestor date prin intermediul comutatoarelor de pe panoul frontal, pe modurile de lucru de programare manuală. Astfel:

— pe modul de lucru INTRA ADRESA, configurația comutatoarelor de pe panoul frontal e interpretată ca adresă în binar a unui cuvînt din RAM. Pe display se afișază adresa, iar pe

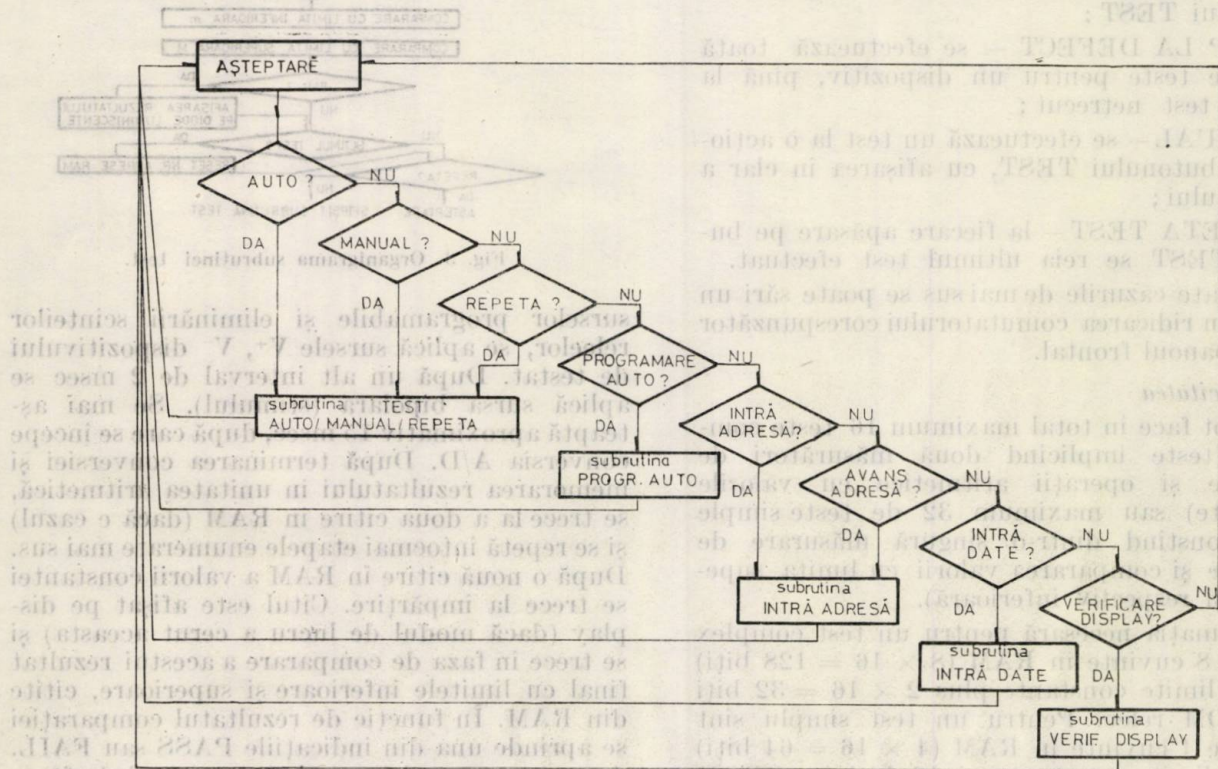


Fig. 2. Organigrama modurilor de lucru.

diodele luminescente cuvîntul din RAM de la acea adresă;

— pe modul de lucru AVANS ADRESA, la fiecare acționare a butonului TEST, adresa curentă din RAM este incrementată. Pe display se afișază adresa, iar pe cele 16 diode luminescente se afișază cuvîntul adresat din RAM;

— pe modul de lucru INTRADATE, configurația celor 16 comutatoare de pe panoul frontal e interpretată ca date (un cuvînt, ce se memorează în RAM la adresa curentă). După apăsarea pe butonul TEST pe display va apare adresa, iar pe diodele luminescente cuvîntul care s-a memorat în RAM conform datelor primite de la comutatoare. Acest mod de lucru permite modificarea unor valori de tensiuni, constante sau limite față de cele citite din PROM, deci mărește versatilitatea sistemului;

— pe modul de lucru INTRA DATE CU AVANS ADRESA, lucrurile se petrec similar cu modul de lucru anterior, dar după acționarea butonului TEST are loc și o incrementare automată a adresei, pregătind-o astfel pentru înscrierea cuvîntului următor.

Pe modurile de lucru *a* (TEST) — are loc efectuarea propriu-zisă a testului, constînd din una sau două măsurători de tensiune, eventual efectuarea unei operații de adunare sau scădere între valorile măsurate, după care se face împărțirea rezultatului la o constantă sau a constantei la rezultat. Testele se pot efectua:

AUTOMAT — se face toată seria de teste pentru un dispozitiv la o singură apăsare a butonului TEST;

STOP LA DEFECT — se efectuează toată seria de teste pentru un dispozitiv, pînă la primul test netrecut;

MANUAL — se efectuează un test la o acționare a butonului TEST, cu afișarea în clar a rezultatului;

REPETA TEST — la fiecare apăsare pe butonul TEST se reia ultimul test efectuat.

În toate cazurile de mai sus se poate sări un test prin ridicarea comutatorului corespunzător de pe panoul frontal.

Capacitatea

Se pot face în total maximum 16 teste complexe (teste implicînd două măsurători de tensiune și operații aritmetice cu valorile măsurate) sau maximum 32 de teste simple (test constînd dintr-o singură măsurare de tensiune și compararea valorii cu limita superioară și respectiv inferioară).

Informația necesară pentru un test complex este de 8 cuvinte în RAM ($8 \times 16 = 128$ biți) pentru limite constante plus $2 \times 16 = 32$ biți în PROM relee. Pentru un test simplu sînt necesare 4 cuvinte în RAM ($4 \times 16 = 64$ biți) pentru limite constante și 16 biți în PROM relee.

3. Organigrama subrutinei test

Pentru efectuarea unui test complex (cazul cel mai general), secvența în care se succed semnalele este cea indicată în figura 3 „Organigrama subrutinei test” și în formele de undă din figura 4. La acționarea butonului TEST are loc prima citire din RAM și încărcarea surselor programabile cu valorile citite. Totodată se citește și PROM relee și se comandă închiderea releelor. După un delay de 40 msec, necesar stabilizării

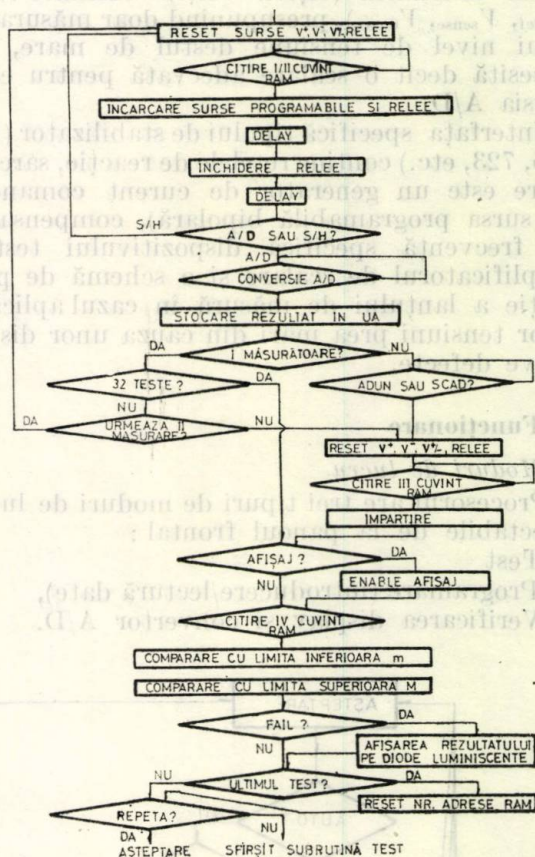


Fig. 3. Organigrama subrutinei test.

surselor programabile și eliminării scintelilor releelor, se aplică sursele V^+ , V^- dispozitivului de testat. După un alt interval de 2 msec se aplică sursa bipolară (stimulul). Se mai așteaptă aproximativ 15 msec, după care se începe conversia A/D. După terminarea conversiei și memorarea rezultatului în unitatea aritmetică, se trece la a doua citire în RAM (dacă e cazul) și se repetă întocmai etapele enumerate mai sus. După o nouă citire în RAM a valorii constantei se trece la împărțire. Citul este afișat pe display (dacă modul de lucru a cerut aceasta) și se trece în faza de comparare a acestui rezultat final cu limitele inferioare și superioare, citite din RAM. În funcție de rezultatul comparației se aprinde una din indicațiile PASS sau FAIL. Acesta este cazul general (în 4 pași) al desfășurării subrutinei TEST, incluzînd în el cazurile

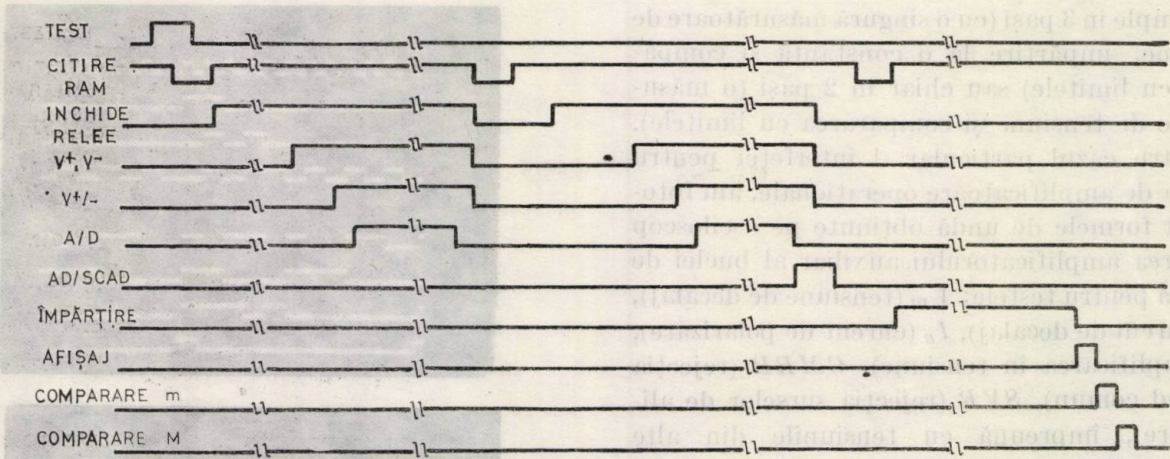


Fig. 4. Forme de undă subrutina test.

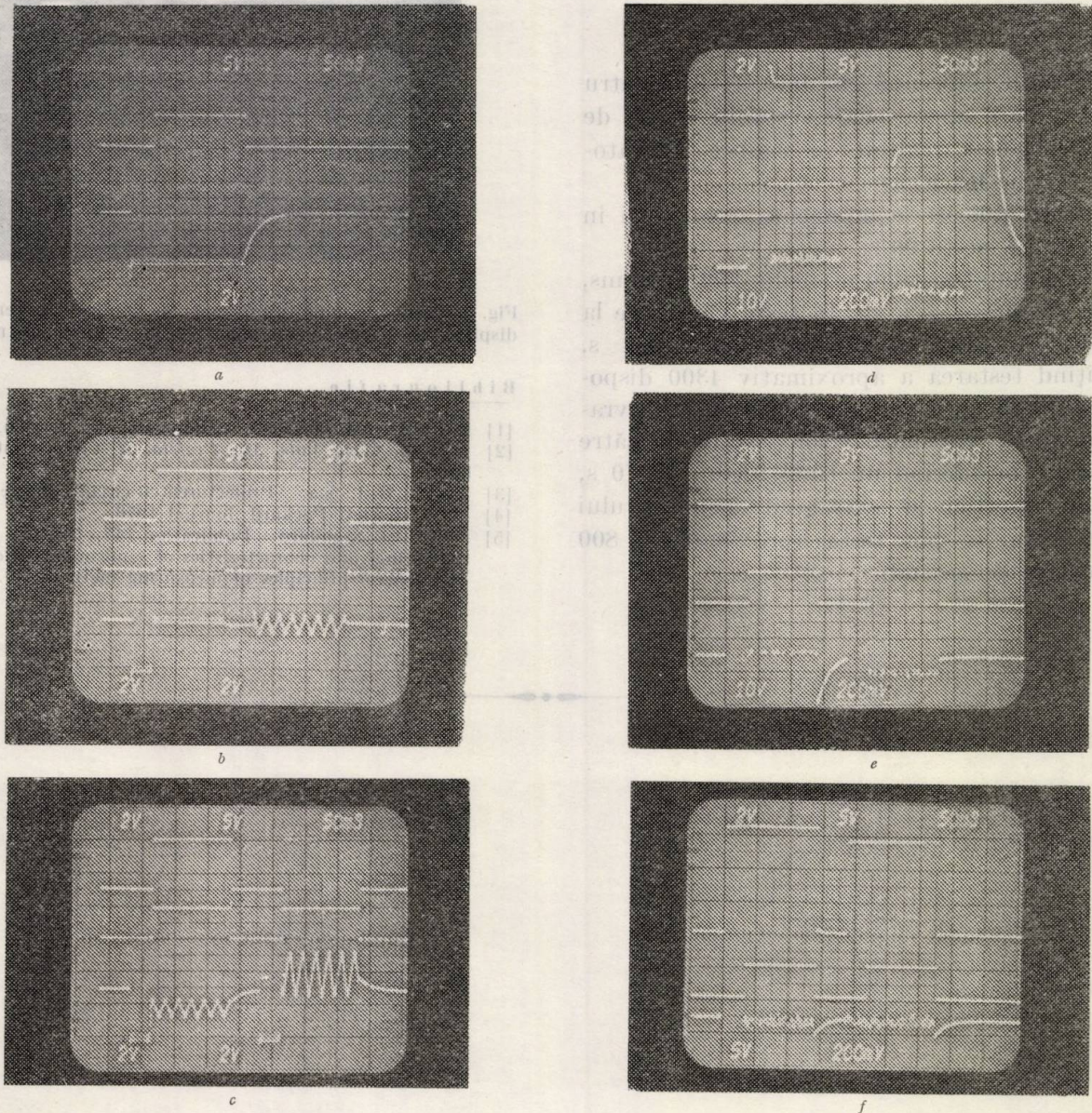


Fig. 5. Forme de undă obținute pentru interfața de amplificatoare operaționale : a — V_{DI} tensiunea de decalaj; b — I_{DI} curentul de decalaj; c — I_B curentul de polarizare; d — A amplificarea; e — $CMRR$ Rejecția pe modul comun; f — SVR Rejecția sursele de alimentare.

mai simple în 3 pași (cu o singură măsurătoare de tensiune, împărțire la o constantă și compararea cu limitele) sau chiar în 2 pași (o măsurătoare de tensiune și compararea cu limitele).

Pentru cazul particular al interfeței pentru familia de amplificatoare operaționale, am fotografiat formele de undă obținute pe osciloscop la ieșirea amplificatorului auxiliar al buclei de măsură pentru testele: V_{DI} (tensiune de decalaj), I_{DI} (curent de decalaj), I_B (curent de polarizare), A (amplificarea în tensiune), $CMRR$ (rejecția pe mod comun), SVR (rejecția surselor de alimentare), împreună cu tensiunile din alte puncte de interes (fig. 5).

4. Concluzii

Procesorul, împreună cu interfețele pentru amplificatoare operaționale și stabilizatoare de tensiune, a fost realizat în cadrul laboratorului L_1 din ICCE.

Au fost folosite componente românești în proporție de peste 90 %.

Durata unui test fiind în medie 200—300 ms, se pot efectua o serie de 16 teste complexe la testarea pe plachetă în aproximativ 6,4 s, permițând testarea a aproximativ 4300 dispozitive/schimb, iar la testarea finală cu manevrarea manuală a dispozitivelor testate de către operator, considerind un timp mediu de 10 s, necesar inserției și extragerii dispozitivului în/din soclu, se pot testa aproximativ 1 800 dispozitive pe schimb.

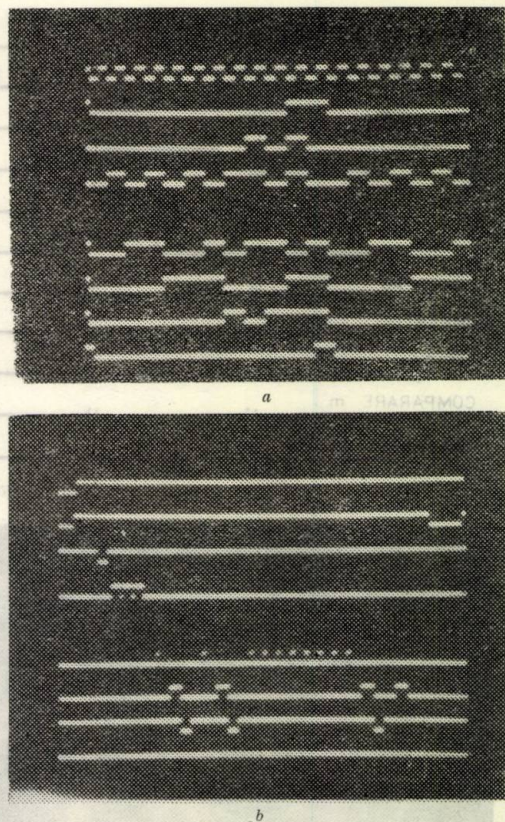


Fig. 6. Forme de undă în procesor: a— Subrutina verificare display; b— Operația de împărțire în unitatea aritmetică.

Bibliografie

- [1] MARTIN RESEARCH— Microcomputer Design.
- [2] Bulucea, C.D., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate liniare.
- [3] Morris, R. L. ș.a.— Proiectarea cu circuite logice TTL.
- [4] ***— Hewlett Packard Journal 1976.
- [5] *** IEC Standard— Publication 147—2J/1978 Essential ratings and characteristics of semiconductor devices and general principles of measuring methods.

Cronică

Semicon — Japan/1979

La cea de a treia ediție a sa, tirgul specializat SEMICON — Japan/1979 a reunit anul acesta 125 firme producătoare americane, 77 japoneze și 10 europene, fiind cel mai mare tirg de acest gen ținut în Japonia până în prezent. Organizarea tirgului aparține Institutului american SEMI (Institutul de echipamente și materiale pentru semiconductoare).

Tirgul a înregistrat o afinență de peste 10 000 participanți, iar echipamentul expus în stare de funcționare, a valorat peste 70 milioane dolari SUA, mare parte din el fiind contractat în timpul tirgului de fabricanți japonezi de semiconductoare. Din noutățile expuse s-au remarcat următoarele:

● **Sistemul de aliniere/expunere/repetare direct pe plachetă 4 800 DSW (David Mann)** — permite alimentarea și alinierea automată a plachetelor de 3" și 4" și expunerea prin proiecție direct pe plachetă a desenelor măștilor conținând linii de pină la 2 μ m lățime, cu o eroare de aliniere de $\pm 0.25 \mu$ m. O caracteristică specială a sistemului este luarea în considerare, prin calculator, a eventualelor dilatări/micșorări ale plachetei și dilatarea/micșorarea corespunzătoare a desenului de mască proiectat. Mașinile de aliniere/expunere de tip DSW sint considerate ca o etapă intermediară necesară (și suficientă în prezent) între alinierea/expunerea convențională și cea cu fascicul electronic.

● **Sistemul de alimentare VIBRATRAC (GCA)** — proiectat pentru alimentarea implantatoarelor de ioni, permite încărcarea și descărcarea plachetelor fără pericol de ciorăbire sau umplere de praf, prin manipulare pe pernă de aer combinat cu vibrație ușoară în container închis.

● **Mașina de aliniere cu proiecție MICRALIGN (Perkin Elmar)** — echipată cu optică reflexivă (cu oglinzi), permite proiectarea 1:1 a unor desene având linii de 2 μ m lățime, pe plachete de siliciu de pină la 4" diametru. Mașina este echipată cu sistem de aliniere automată, încărcarea și descărcarea plachetelor fiind, de asemenea, automată. Este de remarcat faptul că mașina MICRALIGN Perkin Elmar acoperă tot cimpul unei plachete de 4" dintr-o singură expunere (cu baleiajul luminii pe suprafața plachetei), spre deosebire de mașinile CANON care descompun cimpul unei asemenea plachete în mai multe (14) subcimpuri mai mici.

● **Mașina de aliniere cu proiecție FPA-112 FA (Canon)** — echipată cu optică refractivă (cu lentile) permite proiecția 1:1 a unor desene având linii de 1,5 μ m, pe plachete de siliciu de pină la 4" diametru. Optica mașinii este capabilă să acopere fără aberații un cimp pătrat de $23 \times 23 \text{ mm}^2$, care este proiectat, prin translație, de 14 ori la o plachetă de 4" diametru. Mașina este echipată cu sistem de aliniere automată, încărcarea și descărcarea plachetelor fiind, de asemenea, automate.

● **Mașina de epitaxie moleculară MBE-360 (Varian)** — este destinată creerii, prin epitaxie moleculară, a materialelor monocristaline în straturi subțiri, cu proprietăți noi față de materialele de volum, conform cerințelor dispozitivelor pentru microunde, diodelor-laser, ghidurilor de undă optice etc. Mașina, o culme a tehnicii epitaxiei, poate conține pină la opt cuptoare — sursă în camera de reacție, închise/deschise și încălzite sub controlul calculatorului, cu monitorarea continuă in-situ a compoziției și structurii cristalografice a stratului crescut (prin difracție de electroni, spectroscopie de masă, spectroscopie Auger sau spectroscopie de ioni secundari). Acest gen de mașini, folosite până în prezent numai în laboratoarele IBM de Dr. Leo Esaki (inventatorul diodei-tunel, laureat al premiului Nobel), constituie o noutate deosebită ca mașini livrabile comercial și costă aproximativ \$ 500,000 în configurație standard minimală.

● **Mașină de tratament cu fascicul-laser (NEC și Quantronix)** — folosește un laser CW montat deasupra unui prober convențional, pe a cărui masă placheta de siliciu efectuează mișcări de translație pentru măsurarea întregii suprafețe cu fascicul laser. Mașinile de tratament cu fascicul laser tind să înlocuiască cuptoarele de tratament prin avantajele păstrării

profilurilor abrupte de impurități, economiei de energie și controlabilității superioare.

● **Mașina de corectat măști SL 451 B (NEC)** — permite corectarea măștilor microfotografice în oricare din fazele „reticul”, „master”, „submaster”, sau „de lucru”, anume prin eliminarea defectelor opace de pe suprafețele metalice ale desenelor de mască.

● **Mașina de marcat SL 470 A (NEC)** — se montează în probere plachetă existente pentru a marca printr-un spot laser de 200 μ m diametru (fără contact) dispozitivele defecte, conform comenzii primite de la electronica de testare. Spotul marcat se poate vedea cu ochiul liber și este compatibil cu selectarea automată a cipurilor. O mașină diferită, dar similară cu aceasta, a fost prezentată de aceeași firmă pentru inscripționarea plachetelor sau măștilor (codul dispozitivului, numărul lotului etc.).

● **Mașină de aplicat/uscat fotorezist cu cuptor de microunde (Machine Technology, Inc.)** — permite aplicarea tratamentului de deshidratare a fotorezistului deus chiar pe turnanta mașinii de depunere (spinner), prin coborîrea unui cuptor de microunde în formă de clopot. În felul acesta se reduce numărul manipularilor plachetei și, de asemenea, se elimină cuptorul-tunel și transportoarele consumatoare de spațiu. Mașina, controlată de calculator prin terminal interactiv, poate fi programată pentru 99 trepte de procesare și costă aproximativ \$ 40,000. Lista de utilizatori a acestei mașini conține firmele Texas Instruments, Motorola ș.a., fiind atrăgătoare în special prin cerința minimală de spațiu: $18 \times 35 \text{ in}^2$ suprafața de instalare.

● **Sistemul de gravare cu fascicul de ioni 10" MICROTECH (Veeco)** — este cea mai mare mașină de acest fel existentă pe piață, destinată producției de serie. Spre deosebire de mașinile de gravare cu plasmă care folosesc ioni și radicali reactivi în mișcare aleatorie, în stare de plasmă, acest gen de mașină folosește un fascicul de ioni complet colimat, permițând astfel controlul precis al unghiurilor pereților gravați, de la verticală până la $\pm 45^\circ$ (prin controlul orientării fasciculului și al plachetei). Mașina poate fi folosită și în mod de depunere, ca un sistem de sputtering cu fascicul colimat de ioni incidenți.

● **Sistemul de control al testării INTEGRATOR II (Fairchild)** — este proiectat special pentru facilitățile de testare ale firmelor de semiconductoare, oferind capabilitate interactivă, în timp real, multi-terminală pentru controlul în orice moment al situației loturilor aflate în testare. Ca exemplu de aplicație sistemul integrează automat randamentele de la o plachetă la alta în cadrul aceluiași lot sau de la un lot la altul, furnizând corespunzător reprezentări grafice bi- și tridimensionale.

* * *

În domeniul materialelor, care, de asemenea intră în profilul SEMICON-ului, s-au expus, în afară de siliciu de 4" și 5" diametru, materialele A_{III}B_V (Ga,As, InP, GaP etc.) sub formă de lingouri de poli- și monocristal de 3" și 4" diametru. De asemenea, s-au expus o varietate largă de materiale solide de dopare (plachete cu conținut bor sau fosfor).

În domeniul asamblării s-a constatat tendința de înlocuire a aurului la sudarea cip-capsulă cu materiale epoxidice conductive pe bază de argint.

* * *

Noutăți în domeniul bunurilor de larg consum electronice
O documentare separată în cartierul comercial Akihabara din Tokyo (care conține peste 250 magazine de produse electronice și electrotehnice într-o zonă de dimensiunea str. Lipscani din București), împreună cu parcurgerea publicațiilor tehnico-comerciale distribuite, a relevat următoarele noutăți în dome-

niul bunurilor de larg consum electronice (descrise mai jos sumar, într-o ordine arbitrară):

● **Traducătorul de buzunar IQ-3000 (Sharp)** — a fost produsul electronic de cea mai mare noutate, lansat pentru vânzările de Crăciun/1979. La un preț de 39 800 lei (= \$160), acest traducător, având dimensiunea și aspectul unui calculator „riglă de calcul” mai mare, permite traducerea sub formă scrisă din limba engleză în limba japoneză (katakana) a unui vocabular de aproape 3 000 cuvinte, inclusiv conjugarea unor verbe neregulate, silabisirea (spelling) unor cuvinte etc. Traducătorul IQ-3000 se fabrică și se vinde în cantități de peste 30 000 buc./lună și este numai prima treaptă într-un program mai amplu al firmei Sharp de a lansa calculatoare de tradus: următoarea treaptă, în fază de dezvoltare, va fi traducătorul vorbitor, dotat cu circuite integrate VLSI.

● **Jocul electronic „Space Invaders” (Bambino)** — este jocul electronic cel mai inteligent existent pe piața japoneză anul acesta. Ideea jocului este să îi impuși pe invadatorii uriași care apar pe ecran înainte de a trage ei. Jucătorul are pe ecran patru blocuri în spatele cărora își poate ascunde omulețul, dar acestea se pot prăbuși dacă sînt ochite de invadatori. Pe măsură ce efectele sonore devin tot mai puternice invadatorii trag mai repede și mai exact, crescînd tensiunea jocului. Nu poate fi decît un singur sfîrșit la această luptă inegală: în cele din urmă omulețul moare, învins și slăbit (micșorat și aplatizat pe ecran) cu singura satisfacție (a jucătorului) că, cel puțin, a rezistat cîteva minute (afișate ca scor), omorînd cîteva invadatori. Jocul conține mai multe cipuri LSI, ecran mare, sistem de efecte sonore și se vinde la prețul de \$ 2 000 (este destinat mai mult localurilor de jocuri mecanice).

● **Calculatorul științific de buzunar cu intrare prin formule, tip 5 100 (Sharp)** — este primul calculator de buzunar care permite introducerea datelor și funcțiilor sub formă de formule (de ex. $C = A^2 + B^2 + 3C$), care sînt afișate alfanumeric pe un ecran cu cristale lichide cu matrice în puncte. Costă \$ 100.

● **Pianocorder (Yamaha)** — pian automat cu control electronic pe casetă magnetică. Este o perfecționare a pianului mecanic cu bandă de hirtie perforată folosit în urmă cu 100 ani. Casetele de control care se vînd comercial conțin fie înregistrări celebre (Rachmaninov etc.), fie înregistrări recente de acompaniament pentru coruri de copii, muzică de cameră etc.

● **Circuit LSI pentru melodii electronice MN 6221 (Matsushita)** — este o înlocuire electronică a mecanismului cu corzi de la casetele și ceasurile muzicale etc. Este esențial o memorie ROM în care se stochează elementele necesare redării a 5 melodii scurte. Combinat cu difuzoare miniaturale poate fi introdus în ceasuri de mină cu alarmă, casete muzicale etc.

● **Elemente generatoare acustice piezoelectrice PAGE (Kyocera)** — permit generarea unor tonuri înalte, în domeniul

2...4 kHz, într-o construcție extraplă, compactă și ușoară. Costă numai \$ 0,25 și sînt folosite în ceasurile de mină cu alarmă.

● **Casete audio „Metal Tape” (TDK, Hitachi, Sony)** — constituie ultima noutate în materie de casete și sînt atrăgătoare prin performanța de semnal/zgomot superioară, amplitudinea semnalului imprimat fără distorsiuni, fiind aproape dublă față de casetele cu bioxid de crom. Raportul semnal/zgomot, fără folosirea sistemului Dolby, este îmbunătățit cu 10 dB față de benzile cu bioxid de crom. Moda casetelor „Metal Tape” a declanșat o modă similară în domeniul case-tofoanelor, toate modelele noi (inclusiv cele pentru auto) avînd poziția nouă de premagnetizare/egalizare „Metal Tape”. Materialul magnetic al benzii este fier pur sub formă de particule aciculare susținute pe suport plastic convențional.

● **Televizoare „Bilingual” (Sony)** — filmele străine redade de studiourile TV japoneze sînt dublate în limba japoneză pentru partea de sunet, creînd astfel probleme pentru telespectatorii care doresc să asculte sunetul original. Problema a fost rezolvată recent prin alocarea unor frecvențe pentru fiecare canal TV într-o bandă de frecvențe superioare celor folosite în emisiunile radio și TV și punerea în vînzare a unor receptoare speciale. Cumpărînd un astfel de receptor se poate opri sunetul televizorului (în l. japoneză) și asculta sunetul original al filmului pe acest receptor. Modelele mai noi de televizoare au receptorul menționat incorporat. Atît problema, cît și soluționarea ei, aparțin exclusiv Japoniei și au fost incluse în acest raport numai ca noutate interesantă.

● **Tensiometru electronic (Ueda)** — Măsoară simultan presiunea singelui și rata pulsului, afișîndu-se pe un ecran cu tub fluorescent. Conține un circuit integrat dedicat, un microcomputer și un traductor de presiune dedicat.

● **Camere VTR/color cu corp solid (Matsushita)** — Echipeate cu componente MOS/CCD sau /BBD sînt superioare camerelor convenționale, cu tuburi, la performanțele de consum, greutate și fiabilitate. De asemenea, ele elimină imaginile reziduale și distorsiunile prezente în camerele cu tuburi. Produsul reprezentativ, camera NATIONAL 1001, este echipat cu un dispozitiv MOS/BBD cu 480×480 puncte, oferînd cea mai bună rezoluție disponibilă pe piața japoneză pentru camere VTR.

● **Linia de componente de sistem HI-FI „Mini” (Toate firmele)** — Motivată, probabil, de problemele de spațiu cu care se confruntă japonezii, s-au dezvoltat sisteme HI-FI miniaturale, la dimensiuni liniare de 50 % față de sistemele convenționale și la prețuri cu 25...50 % mai mari, performanțele fiind comparabile cu cele ale sistemelor convenționale mari. Alte produse de larg consum electronice sînt descrise în literatura selecționată care se poate consulta la sediul CCSITS (ICCE).

C. Bulucea
CCSITS (ICCE)

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare: acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.
- Textul de bază — maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură fașă a hîrtiei (format A 4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine a acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.
- Bibliografia — pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).

[1] Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC — 10, nr. 3, 1975, p. 151—160.

[2] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.

[3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.

- Legende la figuri — pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 bucăți la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tus, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să fină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimarele de calculator și fotografiile (oscilोगrame, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retușare în tipografie.



Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.



In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts ★
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.



1980 AUG 71

E 2040

Kichor



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 24 • Nr. 2 • Iunie 1980

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 24

Nr. 2

iunie 1980

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.38.001

TRANZISTOR BIPOLAR CONDIȚII DIFUZIE

Mihăilă, M.: Influența condițiilor de difuzie a emitorului asupra zgomotului de joasă frecvență al tranzistoarelor bipolare.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 50

În articol se studiază influența oxidării „in situ”, a ratei de barbotare și a atmosferei de difuzie a emitorului asupra fenomenelor de zgomot de joasă frecvență în tranzistoare bipolare cu siliciu.

CZ 621.385

SEMICONDUCTOARE MICROTERMOSCOPIE FIABILITATE

Necula, A. ș.a.: Diode electroluminescente din GaAsP cu emisie în galben și portocaliu.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 53

Lucrarea prezintă principalele aspecte ale fluxului tehnologic de realizare a diodelor electroluminescente cu emisie în portocaliu și galben variantă tehnologică similară tehnologiei planare.

CZ 621.385

DIODE ELECTROLUMINESCENTE SEMICONDUCTOARE VARIANTA OPTIMĂ DE ÎNCAPSULARE

Ciobotariu, H. ș.a.: Diode electroluminescente pe bază de GaP cu emisie în verde.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 58

Materialul evidențiază elemente ale realizării diodelor electroluminescente din GaP/GaP cu emisie în verde.

Sînt descrise atât fluxul tehnologic utilizat care se bazează pe o tehnologie similară cu tehnologia planară cît și cei mai importanți parametri optici și electrici ai dispozitivelor realizate.

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE INTEGRATE LOGICE GENERATOR DE TENSIUNE PROGRAMABIL INTERFAȚĂ DE MĂSURĂ ȘI CONTROL

Voicu, G. ș.a.: Interfață de măsură și control pentru circuite integrate TTL.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 61

Lucrarea cuprinde soluții legate de realizarea unui bloc electronic flexibil, multifuncțional, capabil să poată fi programat pentru a îndeplini oricare din funcțiile ce trebuie asigurate pentru testarea unui circuit integrat logic.

CZ 621.382.2

DIODE CU REVENIRE ÎN TREAPTĂ TIMP DE TRANZIȚIE

Müller, Al. ș.a.: Evaluarea distribuțiilor de purtători minoritari ai sarcinii stocate și al timpului de tranziție la diodele cu revenire în treaptă (SRD).

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 63

Se prezintă o metodă semianalitică de evaluare a distribuției de purtători minoritari, a sarcinii stocate și a timpului de tranziție pentru diodele cu revenire în treaptă (SRD) în cazul unui profil arbitrar de impurități. Validitatea calculelor este confirmată experimental. Se remarcă realizarea unor diode SRD avînd timpi de tranziție de 100 ps.

CZ 621.38

AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL CIRCUITE INTEGRATE

Sucitu, Al., Sucitu, Gh.: Minitester pentru amplificatoare operaționale integrate.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 68

Aparatul descris în lucrare este destinat măsurării rapide a principalilor parametri statici și dinamici ai amplificatoarelor operaționale integrate de tip $\mu A 709$, $\mu A 741$, LM 101, cu un cap de test adecvat, ce conține elementele de compensare specifice.

CZ 621.3.015.51 :621.38

JONCȚIUNI SEMICONDUCTOARE PLANE TENSIUNE DE STRĂPUNGERE COEFICIENTI DE IONIZARE

Mănduțeanu, V. G.: Verificarea coeficienților de ionizare folosiți în calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoră plane cu siliciu.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 72

Se face o comparație între valorile tensiunilor de străpungere calculate cu ajutorul calculatorului folosind 4 grupe de coeficienți de ionizare (Lee[1], Overstraeten [2], Grant [3], Ogawa [4]) și valorile tensiunilor de străpungere obținute la diode de tensiune înaltă fabricate prin tehnologie MESA. Rezultatele obținute arată că în domeniul de concentrații de volum mai mic de 10^{14} cm^{-3} , pentru calculul tensiunii de străpungere este justificată folosirea coeficienților de ionizare Overstraeten [2].

CZ 621.314

MICROPROCESOR CONTROLLER REFRESH

Rosenberg, R., Hîncu, M.: Controler de refresh pentru un microcomputer 8080.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 75

În lucrare se prezintă implementarea unui controler de refresh (împrospătare a informației) pentru memoria RAM dinamică a unui microcomputer de tip 8080.

CZ 621.314

MICROPROCESOR CONTROLLER MEMORIE

Hîncu, M., Rosenberg, R., Mănescu, A.: Controler de memorie pentru un microcomputer 8080.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p. 77

Lucrarea prezintă un controler de memorie pentru un microcomputer 8080, realizat fără componente critice, ce dirijează fluxul de date spre 16 kocteți RAM și 16 kocteți PROM.

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE

INDEX DE SUBIECTE ȘI DE AUTORI 1979

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CATUNEANU; ing. V. CECOCNICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HANGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORȚOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, apare în cadrul oficiului de informare documentară al institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, E.E.A., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMATIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2216 Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.25

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.38.001

ТРАНЗИСТОР ДРУХПОЛЮСНЫЙ УСЛОВИЯ ДИФФУЗИИ ШУМ

Михэилэ, М.: Влияние диффузионных условий передатчика на шум низкой частоты двухполюсных транзисторов.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 50

В статье изучается влияние окисления „in situ”, нормы барботирования и диффузионной атмосферы передатчиков на явления шума низкой частоты в двухполюсных транзисторах на основе кремния.

УДК 621.385

ПОЛУПРОВОДНИКИ МИКРОТЕРМОСКОПИЯ НАДЕЖНОСТЬ

Некула, А. и др.: Электролюминесцентные диоды из GaAsP с передачей в жёлтом и оранжевом.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 53

Работа представляет основные аспекты технологического потока производства электролюминесцентных диодов с передачей в оранжевом и жёлтом — технологический вариант, подобный планарной технологии.

УДК 621.385

ДИОДЫ ЭЛЕКТРОЛЮМИНЕС- ЦЕНТНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКИ ОПТИМАЛЬНЫЙ ВАРИАНТ КАПСЮЛИРОВАНИЯ

Чуботариу, Х. и др.: Электролюминесцентные диоды на основе GaP с передачей в зелёном.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 58

В статье рассматриваются элементы создания электролюминесцентных диодов из GaP/GaP с передачей в зелёном.

Описывается как применяемый технологический поток, основанный на технологии однородной с планарной технологией, так и самые важные оптические и электрические параметры созданных приспособлений.

УДК 621.3.012.8

СХЕМА ИНТЕГРАЛЬНАЯ ЛОГИЧЕСКАЯ ГЕНЕРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ ПРОГРАММНЫЙ ГРАНИЧНАЯ ПОВЕРХНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ

Войку, Г. и др.: Граничная поверхность (interface) измерения и контроля интегральных схем с объединёнными транзисторными связями.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 61

Работа даёт решения, связанные с созданием гибкого электронного, многофункционального блока, который может быть запрограммирован для выполнения любой из функций, которые должны быть обеспечены для испытания интегральной логической схемы.

УДК 621.382.2

ДИОДЫ СО СТУПЕНЧАТЫМ ВОЗВРАТОМ ВРЕМЯ ПЕРЕХОДА

Мюллер, Ал. и др.: Оценка распределения неосновных носителей накопленного заряда и времени перехода в диодах со ступенчатым возрастом (SRD).

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 63

Представлен полуаналитический метод оценки распределения неосновных носителей накопленного заряда и времени перехода для диодов со ступенчатым возрастом (SRD) в случае любого профиля загрязнения. Правильность расчётов подтверждается экспериментально. Обращается внимание на создание диодов со ступенчатым возрастом, имеющих время на перехода 100 пс сек.

УДК 621.38

УСИЛИТЕЛЬ ОПЕРАЦИОННЫЙ СХЕМЫ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ

Сучиту, Ал., Сучиту, Г.: Минитестер для операционных интегральных усилителей.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 68

Аппарат, описанный в статье, предназначен для быстрых измерений основных статических и дина-

мических параметров, операционных интегральных усилителей, типа $\mu A 709$ $\mu A 741$ IM 101, с соответствующей проверочной головкой, содержащей специфические компенсирующие элементы.

УДК 621.3.015.51:621.38

ПЕРЕХОДЫ ПОЛУПРОВОДНИ- КОВЫЕ ПЛОСКИЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПРОБИВНОЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ ИОНИЗАЦИИ

Мындуцану, В. Г.: Проверка коэффициентов ионизации, используемых для расчёта пробивного напряжения в полупроводниковых плоских переходах на основе кремния.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 72

Производится сравнение между величинами пробивных напряжений, рассчитанных с помощью ЭВМ при использовании 4-х комбинаций, коэффициентов ионизации (Lee [1], Overstraeten [2], Grant [3], Ogawa [4]) и величинами пробивных напряжений, полученных в диоде высокого напряжения, созданных посредством технологии MESA. Полученные результаты показывают, что в области концентрации объёма меньшего чем 10^{14} см^{-3} , для расчёта пробивного напряжения обосновано использование коэффициентов ионизирования.

УДК 621.314

МИКРОПРОЦЕССОР КОНТРОЛЛЕР РЕФРЕША

Розенберг, Р., Хынку, М.: Контроллер рефреша для микрокомпьютера 8080.

Е.Е.А. — Automatica și Electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 75

В работе представляется использование контроллера рефреша (обновитель информации) для динамической памяти RAM микрокомпьютера типа 8080.

УДК 621.314

МИКРОПРОЦЕССОР КОНТРОЛЛЕР ПАМЯТИ

Хынку, М., Розенберг, Р., Мэнеску, А.: Контроллер памяти для микрокомпьютера 8080.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, nr. 2, июнь 1980, стр. 77

Работа представляет контроллер памяти для микрокомпьютера 8080, осуществленного без критических компонентов, направляющих потоков данных к 16 кочет RAM и 16 кочет UPRUM.

ПРОИЗВОДСТВЕННЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ

ПРЕДМЕТНЫЙ И АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ 1979

I N N A L T

DK 621.38.001

BIPOLARTRANSISTOR DIFFUSIONSBEDINGUNGEN

Mihăilă, M.: Der Einfluss der Diffusionsbedingungen des Emitters auf das Geräusch niedriger Frequenz, der Bipolartransistoren.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 50

Im Artikel wird der Einfluss der Oxydierung „in situ”, der Aufwallerungsrate und der Diffusionsatmosphäre des Emitters auf die Geräuschphänomene niedriger Frequenz in Siliziumbipolartransistoren, studiert.

DK 621.385

HALBLEITER MIKROTERMOSKOPIE ZUVERLÄSSIGKEIT

Necula, A. u. a.: Elektroglimmleuchtende Dioden aus GaAsP, mit gelber und orangefarbiger Ausstrahlung.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 53

Die Arbeit beschreibt die wichtigsten Erscheinungen des Arbeitsganges zur Herstellung der elektroglimmleuchtenden Dioden mit Ausstrahlung in gelb und orange — technologische Variante gleichartig der Plantechnologie.

DK 621.385

ELEKTROGLIMMLEUCHTENDE DIODEN HALBLEITER OPTIMALE KAPSELUNGSVARIANTE

Ciubotariu, H. u. a.: Elektroglimmleuchtende Dioden aufgrund GaP mit Ausstrahlung in grün.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 58

Das vorliegende Material hebt die Grundlagen der Herstellung von elektrolumineszenten Dioden aus GaP/GaP mit Ausstrahlung in grün, hervor.

Es werden hier, so der verwendete technologische Fluss, welcher sich auf eine der Plantechnologie ähnlichen Technologie basiert, wie auch die wichtigsten optischen und elektrischen Parameter der hergestellten Vorrichtungen, beschrieben.

DK 621.3.012.8

LOGISCHE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN
PROGRAMMIERBARER SPANNUNGS-GENERATOR
TRENNUNGSFLÄCHE (INTERFACE) FÜR MESSUNG
UND KONTROLLE

Voicu, G. u.a. : Trennungsfläche (Interface) für Messung und Kontrolle bei integrierten Schaltungen TTL.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 61

Die Arbeit enthält Lösungen bezüglich der Herstellung eines elektronischen, biegbaren, vielfach funktionellen Blocks, der imstande ist zur Erfüllung jeder der Arbeiten programmiert zu werden, Arbeiten die zur Testierung einer logischen integrierten Schaltung, gesichert werden müssen.

DK 621.382.2

DIODEN MIT RÜCKKEHR IN STUFEN
ÜBERGANGSZEIT

Müller, Al. u.a. : Berechnung der Verteilungen der Minoritätsträger der gespeicherten Belastung und der Übergangszeit, bei Dioden mit Rückkehr in Stufen (SRD).

E.E.A. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 63

Es wird eine halbanalytische Methode zur Berechnung der Verteilung der Minoritätsträger, der gespeicherten Belastung und der Übergangszeit für Dioden mit Rückkehr in Stufen (SRD), im Falle eines beliebigen Profils mit Unreinigkeiten, beschrieben. Die Gültigkeit der Rechnungen wird experimentell bestätigt. Es wird die Erzeugung von SRD-Dioden mit Übergangszeiten von 100 ps, festgestellt.

DK 621.38

OPERATIONELLER VERSTÄRKER
MESSUNGEN
INTEGRIERTE SCHALTUNGEN

Sucitu, Al., Sucitu, Gh. : Minitest für operationelle integrierte Verstärker.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 68

Das im vorliegenden Artikel beschriebene Gerät, ist für die schnelle Messung der wichtigsten statischen und dynamischen Parameter der operationellen integrierten Schaltungen Type $\mu A 709$, $\mu A 741$ LM 101, mit einem passenden Testkopf, der die spezifischen Ausgabeelemente enthält, bestimmt.

DK 621.3.015.51 : 621.38

HABLEITENDE PLANE ANSCHLÜSSE
DURCHSCHLAGSPANNUNG
IONISIERUNGSKOEFFIZIENTE

Mănduțeanu, V.G. : Nachprüfung der Ionisierungskoeffiziente, die zur Berechnung der Durchschlagspannung bei halbleitenden planen Siliziumanschlüssen, angewendet werden.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 72

Es wird ein Vergleich zwischen den Werten der Durchschlagspannung die mit dem Rechner berechnet wird, unter Anwendung von 4 Ionisierungskoeffizienten (Lee [1], Overstraeten [2], Grant [3], Ogawa [4]) und den Werten der Durchschlagspannung die bei Dioden hoher Spannung die mittels MESA — Technologie erzeugt werden, gemacht. Die erhaltenen Ergebnisse beweisen dass im Bereich von kleineren Raumkonzentrationen als 10^{14} cm^{-3} , für die Berechnung der Durchschlagspannung, die Anwendung von Ionisierungskoeffizienten Overstraeten [2], rechtfertigt ist.

DK 621.314

MIKROPROZESSOR
REFRESHKONTROLLER

Rosenberg, R., Hăncu, M. : Refreshkontroller für einen Mikrorechner 8080.

E.E.A. — Automatica și electronica 24 Nr. 2, Juni 1980, Seite 75

In der vorliegenden Arbeit, wird die Implementierung eines Refreshkontrollers (Auffrischung der Information) für den dynamischen Speicher RAM eines Mikrorechners 8080, dargestellt.

DK 621.314

MIKROPROZESSOR
SPEICHERKONTROLLER

Hăncu, M., Rosenberg, R., Mănescu, A. : Speicherkontroller für einen Mikrorechner 8080.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, Nr. 2, Juni 1980, Seite 77

Die vorliegende Arbeit stellt einen Speicherkontroller für einen Mikrorechner 8080, erzeugt ohne kritischen Komponenten, welcher den Datenfluss zu 16 Kottett RAM und zu 16 Kottett PROM steuert, dar.

ERRUNGENSCHAFTEN DER INDUSTRIE

VERZEICHNIS VON THEMEN UND VERFASSER 1979

C O N T E N T S

DC 621.38.001

BIPOLAR TRANSISTOR
DIFFUSION CONDITIONS
NOISE

Mihăilă, M. : The influence of the emitter's diffusion conditions on the low frequency noise of the bipolar transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, no. 2, June 1980, p. 50

The paper studies the influence of the „in situ” oxidation, the bubbling rate and the emitter's diffusion atmosphere upon the low frequency noise phenomena in silicon bipolar transistors.

DC 621.385

SEMICONDUCTORS
MICROTHERMOSCOPY
RELIABILITY

Necula, A. and other : GaAsP electroluminescent diodes with yellow and orange emission.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, no. 2, June 1980, p. 53

The paper shows the main aspects of the execution flow sheet of the electroluminescent diodes with yellow and orange emission, a technological variant that is similar to the planar technology.

DC 621.385

ELECTROLUMINESCENT DIODES
SEMICONDUCTORS
OPTIMAL SEALING IN VARIANT

Ciubotariu, H. and other : GaP electroluminescent diodes with green emission.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, no. 2, June 1980, p. 58

The study points out elements of the execution of GaP/GaP electroluminescent diodes with green emission.

There are described both the flow sheet used, which is based on a technology similar to the planar technology, and the optical and electrical parameters of the devices that are made.

DC 621.3.012.8

LOGICAL INTEGRATED CIRCUITS
PROGRAMMABLE VOLTAGE GENERATOR
MEASUREMENT AND CONTROL INTERFACE

Voicu, G. and other : Measurement and control interface for TTL integrated circuits.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, no. 2, June 1980, p. 61

The paper includes solutions referring to the execution of a flexible multi-functional electronic block, able to be programmed to perform any of the functions that must be ensured for the testing of a logical integrated circuit.

DC 621.382.2

STEP — RETURN DIODES
TRANSIT TIME

Müller, Al. and other : The evaluation of the distributions of minor carriers of the stored load and of the transit time in step-return diodes (S.R.D.).

E.E.A. — Automatica și electronica 24, no. 2, June 1980, p. 63

There is presented a semi-analytical method of evaluation of the distribution of minor carriers, stored loads and transit time in step return diodes (S.R.D.), in the case of a random profile of impurities. The validity of the calculations is experimentally confirmed. It can be observed the execution of SRD diodes with transit times of 100 ps.

DC 621.38

OPERATIONAL AMPLIFIER
MEASUREMENTS
INTEGRATED CIRCUITS

Sucitu, Al., Sucitu, Gh. : Mini-tester for integrated operational amplifier.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, no. 2, June 1980, p. 68

The apparatus described in the paper is meant to measure quickly the main static and dynamic parameters of the integrated operational amplifier of the type $\mu A 741$ LM 101, with an adequate test end containing the specific compensation elements.

DC 621.3.015.51:621.38

PLANAR SEMICONDUCTOR JUNCTIONS
DISRUPTIVE VOLTAGE
IONIZATION COEFFICIENTS

Minduşeanu, V.G.: The checking of the ionization coefficients used in calculating the disruptive voltage in silicon planar semiconductor junctions.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, no. 2, June 1980, p. 72

There is made a comparison between the disruptive voltage values calculated with the computer, using four groups of ionization coefficients (Lee [1], Overstraeten [2], Grant [3], Ogawa [4]) and the disruptive voltage values obtained in high tension diodes manufactured through MESA technology. The results obtained show that in the volumetric concentration range that is smaller than 10^{14} cm^{-3} the use of ionization coefficients Overstraeten [2] is justifiable for the calculation of the disruptive voltage.

DC 621.314

MICROPROCESSOR
REFRESH CONTROLLER

Rosenberg, R., Hâncu, M.: Refresh controller for a microcomputer 8080.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, no. 2, June 1980, p. 75

The paper presents the implementation of a refresh controller for the dynamic RAM memory of a microcomputer 8080.

DC 621.314

MICROPROCESSOR
MEMORY CONTROLLER

Hâncu, M., Rosenberg, R., Mănescu, A.: Memory controller for a microcomputer 8080.

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 24, no. 2, June 1980, p. 77

The paper presents a memory controller for a microcomputer 8080 made without any critical components, which directs the data flow to 16 koctets RAM and 16 koctets PROM.

ACHIEVEMENTS IN INDUSTRY

INDEX OF TOPICS AND AUTHORS 1979

SOMMAIRE

CD 621.38.001

TRANSISTOR BIPOLAIRE
CONDITIONS DIFFUSION
BRUIT

Mihăilă, M.: Influence des conditions de diffusion de l'émetteur sur le bruit de basse fréquence des transistors bipolaires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 50

Dans l'article on étudie l'influence de l'oxidation „in situ” du taux de barbotage et de l'atmosphère de diffusion de l'émetteur sur les phénomènes de bruit de basse fréquence dans les transistors bipolaires à silicium.

CD 621.385

SEMICONDUCTEURS
MICROTHERMOSCOPIE
FIABILITÉ

Necula, A. et d'a.: Diodes électroluminescentes en GaAsP à émission en jaune et orange.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 53

L'ouvrage présente les principaux aspects du flux technologique de réalisation des diodes électroluminescentes à émission en orange et jaune, variante technologique similaire à la technologie planaire.

CD 621.385

DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES
SEMICONDUCTEURS
VARIANTE OPTIMALE DE CAPSULAGE

Ciubotariu, H. et d'a.: Diodes électroluminescentes en GaP à émission en vert.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 58

On y présente des éléments de la réalisation des diodes électroluminescentes en GaP/GaP à émission en vert. On y décrit aussi bien le flux technologique utilisé reposant sur une technologie planaire que les plus importants paramètres optiques et électriques des dispositifs réalisés.

CD 621.3.012.8

CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES
GÉNÉRATEUR DE TENSION PROGRAMMABLE
INTERFACE DE MESURE ET CONTRÔLE

Voicu, G. et d'a.: Interface de mesure et commande pour circuits intégrés TTL.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 61

L'ouvrage comprend des solutions relatives à la réalisation d'un bloc électronique flexible, multifonctionnel, capable d'être programmé pour remplir n'importe laquelle des fonctions qui doivent être assurées pour essayer un circuit intégré logique.

CD 621.382.2

DIODES À RETOUR PAR ÉTAPES
TEMPS DE TRANSITION

Müller, Al. et d'a.: Evaluation des distributions des porteurs minoritaires de charge emmagasinée et du temps de transition aux diodes à retour par étapes (SRD).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 63

On y présente une méthode semi-analytique d'évaluation de la distribution de porteurs minoritaires, de la charge emmagasinée et du temps de transition pour les diodes à retour par étapes (SRD) dans le cas d'un profil arbitraire d'impuretés. La validité des calculs est confirmée expérimentalement. On met l'accent sur la réalisation de diodes SRD ayant des temps de transition de 100 ps.

CD 621.38

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL
MESURES
CIRCUITS INTÉGRÉS

Sucitu, Al., Sucitu, Gh.: Minitester pour amplificateurs opérationnels intégrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 68

L'appareil présenté dans cet ouvrage est destiné à la mesure rapide des principaux paramètres statiques et dynamiques des amplificateurs opérationnels intégrés de type $\mu\text{A} 709$, $\mu\text{A} 741$ LM 101, ayant une tête d'essai adéquate qui comprend les éléments spécifiques de compensation.

CD 621.3.015.51:621.38

JONCTIONS SEMICONDUCTRICES PLANES
TENSION DE CLAQUAGE
COEFFICIENTS D'IONISATION

Mănduțeanu, V. G.: Vérification des coefficients d'ionisation utilisés dans le calcul de la tension de claquage aux jonctions semiconductrices planes à silicium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 72

On y compare les valeurs de tensions de claquage calculées au moyen d'un calculateur utilisant 4 ensembles de coefficients d'ionisation (Lee [1], Overstraeten [2], Grant [3], Ogawa [4]) et les valeurs des tensions de claquage obtenues dans le domaine des diodes de haute tension fabriquées par technologie MESA. Les résultats obtenus démontrent que dans le domaine de concentrations de volume au-dessous de 10^{14} cm^{-3} , pour le calcul de la tension de claquage, l'utilisation des coefficients d'ionisation Overstraeten [2] est justifiée.

CD 621.314

MICROPROCESSEUR
CONTROLLER REFRESH

Rosenberg, R., Hâncu, M.: Contrôleur de refresh pour un microcalculateur 8080.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 75

Dans l'ouvrage on présente l'implémentation d'un contrôleur de refresh (renouvellement de l'information) pour la mémoire RAM dynamique d'un microcalculateur de type 8080.

CD 621.314

MICROPROCESSEUR
CONTROLLER MÉMOIRE

Hâncu, M., Rosenberg, R., Mănescu, A.: Contrôleur de mémoire pour un minicalculateur 8080.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 2, Juin 1980, p. 77

L'ouvrage présente un contrôleur de mémoire pour un microcalculateur 8080, réalisé dans composants critiques, qui dirige le flux de données vers 16 koctets RAM et 16 koctets PROM.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 2

CZ 621.38.001

TRANZISTOR BIPOLAR
CONDIȚII DIFUZIE

Influența condițiilor de difuzie a emitorului asupra zgomotului de joasă frecvență al tranzistoarelor bipolare*

MIHAI MIHĂILĂ ** — București

Introducere

Este cunoscut și general acceptat faptul că în tranzistoare bipolare principala sursă de zgomot în exces se află la nivelul joncțiunii emitor-bază [1-3]. În această situație condițiile de difuzie a emitorului devin elemente cu influență fundamentală asupra fenomenelor de zgomot care au loc în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază.

În această lucrare se încearcă pentru prima oară studierea influenței oxidării „in situ”, a ratei de barbotare și a atmosferei de difuzie a emitorului asupra fenomenelor de zgomot de joasă frecvență. Cum numărul lucrărilor cu subiect oarecum asemănător celei prezentate este foarte redus [4-5] se consideră că experimentele din această lucrare sînt originale și au un caracter preliminar.

1. Descrierea experimentului

Cu scopul de a se observa cum influențează tehnologia de procesare a emitorului zgomotul de joasă frecvență s-au realizat loturi de cîte 5 plachete ($\varnothing = 2''$) de siliciu, de orientare (111), $\rho_{ep} \in (4 - 6)$ Ohm.cm și $X_{ep} \in (16 - 17)\mu\text{m}$. După operațiile de oxidare inițială și difuzie bază (realizate după procedee standard), la operațiile de predifuzie și difuzie fosfor s-au făcut o serie de modificări ale procesului standard. Astfel, la operația de predifuzie fosfor s-a urmărit:

a — influența timpului de oxidare „in situ” (prima etapă a predifuziei) asupra zgomotului

de joasă frecvență prin procesarea a trei loturi cu diverși timpi de oxidare ($ZD - 2$ min, $ZE - 5$ min., $ZF - 10$ min), în toate cazurile cantitatea de oxigen prin cuptor fiind de 1,66 l/min.

După oxidare (deci timpii t_2 și t_3) cantitatea de oxigen a fost redusă la 0,8 l/min, iar rata de predifuzie a fost menținută constantă (0,48 l/min, N_2). Menținerea unui debit constant (2 l/min) în timpul depunerii sursei (t_2) și timpului t_3 s-a realizat prin modificări ale debitului de N_2 direct;

b — influența ratei de barbotare asupra zgomotului de joasă frecvență, prin procesarea a trei loturi cu rate diferite de barbotare (N_2): $ZA - 0,36$ l/min, $ZE - 0,48$ l/min, $ZB - 0,56$ l/min. Înaintea depunerii sursei s-a procedat la o oxidare „in situ”, timp de 5 minute pentru fiecare lot.

La operația de difuzie fosfor s-a urmărit influența atmosferei de difuzie asupra zgomotului de joasă frecvență prin realizarea unor loturi după cum urmează

a — lotul ZG cu $t = 2$ min oxidare „in situ”, viteza de barbotare 0,8 l/min;

b — lotul ZH cu $t = 10$ min oxidare „in situ”, viteza de barbotare 0,36 l/min.

Pentru ambele loturi cantitatea totală de gaz prin cuptor în timpul depunerii sursei ($t_2 = 15$ min) și „drive-in” ($t_3 = 5$ min) a fost constantă: 2 l/min.

După operația de predifuzie fosfor atât ZG , cît și ZH au fost împărțite în două, fiecare parte fiind supusă unei operații de difuzie în atmosferă oxidantă (O_2) sau atmosferă inertă (N_2).

Cantitatea totală de fluid pentru ambele regimuri de difuzie a fost egală $Q_{N_2} = Q_{O_2} \approx 1,6$ l/min. Cele patru loturi au fost supuse

* Lucrare prezentată la Conferința anuală de semiconductoare a ICCE (CAS' 79) de la Timișul de Sus — oct 1979.

** Ing. Mihăilă, M. este cercetător la ICCE — București.

în continuare unor operații standard de fabricație.

Toate predifuziile și difuziile au fost făcute la o temperatură de 1 030°C, respectiv 1 100°C ($t = 35$ min).

După operația de difuzie fosfor au fost scoase eșantioane (o plachetă) din fiecare lot care au fost supuse unor operații de înlăturare oxid (HF , $t \approx 1$ min), revelare defecte în soluție Sirtl ($t_{rev} \approx 1$ min), inspecție vizuală și microfotografiere la un microscop cu contrast prin interferență. Pentru o parte din loturi s-a determinat concentrația (C_s) superficială de fosfor. Din fiecare lot au fost încapsulate câte 25 tranzistoare pe care s-au făcut măsurători electrice de factor de zgomot (F), curent de zgomot (i_n) și câștig static în curent.

2. Rezultate experimentale

Măsurătorile au evidențiat faptul că oxidarea „in situ” influențează fenomenele de zgomot de joasă frecvență în mod deosebit pentru timpi mai mari de 5 minute (fig. 1) și frecvențe mici (ex. 10 Hz).

Comparind măsurătorile de zgomot (fig. 1) cu cele de câștig static (fig. 2) se poate observa că în timp ce factorul mediu de zgomot ($\bar{F}$)

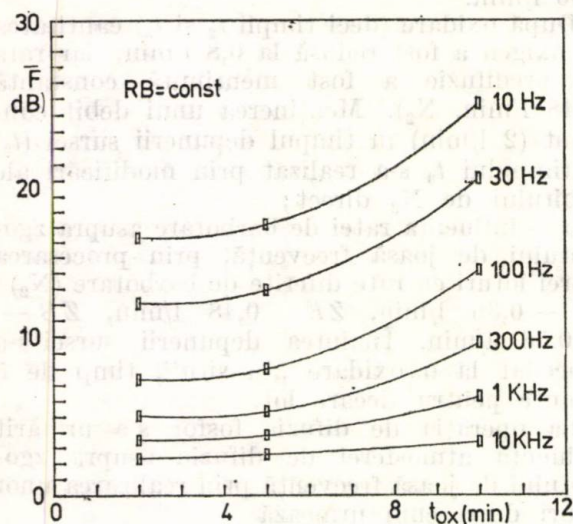


Fig. 1. Dependenta factorului mediu de zgomot de timpul de oxidare „in situ”.

crește cu timpul de oxidare, $\bar{h}_{21E}$ are tendința ca la un timp intermediar de oxidare (5 min) să prezinte un maximum. Acest fapt indică clar o separare a mecanismelor de zgomot de cele de degradare a câștigului static, confirmând ipoteza [6] că într-o anumită plajă de concentrație a emitorului pot să apară tendințe simultane de creștere a factorului de zgomot și a câștigului static. Cum diferența de concentrație superficială dintre loturile ZE ($3 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$) și ZF ($2,5 \cdot 10^{20}$) nu justifică diferențele mari de câștig static în curent, se înaintează ipoteza că un alt mecanism are o

contribuție esențială în creșterea nivelului de zgomot și degradarea câștigului static.

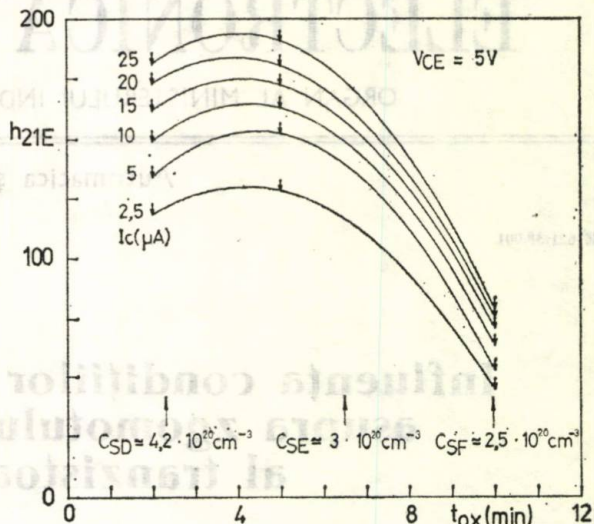


Fig. 2. Dependenta câștigului static în curent de timpul de oxidare „in situ”.

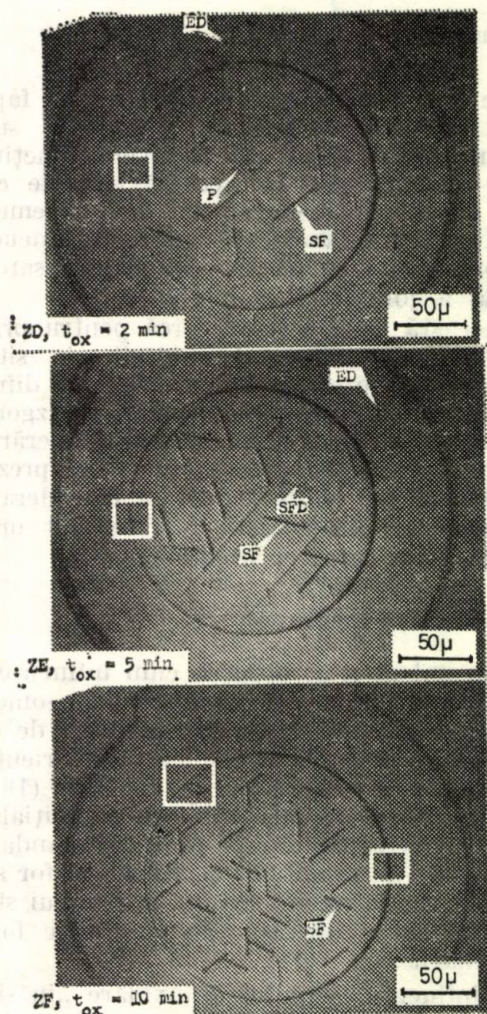


Fig. 3. Exemplificare a faptului că numărul de defecte introduse în emitor crește cu creșterea timpului de oxidare „in situ”. Notațiile din figură au următoarea semnificație: P — precipitat, SF — defect de impachetare, SFD — defect de impachetare, ED — defect exterior.

Studiul comparativ al eșantioanelor extrase după operația de difuzie indică prezența unor defecte de forma celor descrise de Fischer și Amick [7], defecte specifice oxidării, a căror origine fizică este pusă pe seama prezenței precipitatelor de oxigen [8] sau a unor impurități introduse de corodările în soluție de HF [9].

Cu creșterea timpului de oxidare crește atât numărul total al defectelor (fig. 4, numărate pe 25 emitori), cât și numărul defectelor care se termină cu dislocații în joncțiunea emitor-bază de timpului de oxidare „in situ”.

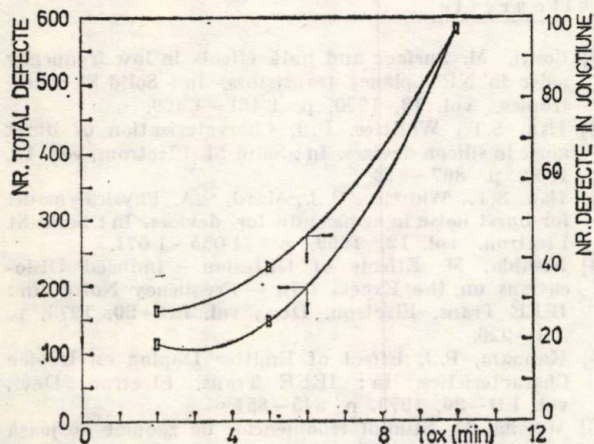


Fig. 4. Dependenta numărului total de defecte și a numărului de defecte care pătrund în joncțiunea emitor-bază de timpul de oxidare „in situ”.

Acesta este un argument puternic în favoarea faptului că (în special pentru timpi mari de oxidare „in situ”) atât nivelele crescute de zgomot, cât și degradarea câștigului static sînt determinate, în principal, de efecte de trapare-recombinare pe defecte introduse de oxidare. La timpi mici de oxidare (2 min, $C_s \approx 4,5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$), h_{FE} începe să scadă, efect atribuit de Kannam [5] fenomenului de îngustare a benzii interzise. Cum zgomotul nu prezintă tendințe de creștere (dar prezintă tendințe de explozie [5], rezultă că efectul „bandgap narrowing” este determinat de benzi de impurități localizate în apropierea benzii de conducție sau de cozi de bandă.

Suplimentar defectelor introduse de oxidare apar, în cazul loturilor ZD și ZE , defecte introduse de difuzie (SFD), aglomerate (P , care după alură par a fi precipitate de fosfor [10–23]) și defecte liniare specifice difuziei de fosfor [24–29]. La timp constant de oxidare ($t = 5 \text{ min}$), factorul de zgomot scade cu creșterea ratei de barbotare (fig. 5), deci cu creșterea concentrației. S-a observat că numărul defectelor introduse de difuzie crește cu creșterea ratei de barbotare, efect atribuit stresului introdus de creșterea corespunzătoare a cantității totale de fosfor [30]. Cum în această situație numărul defectelor introduse de oxidare „in situ” este redus se face ipoteza că

defectele introduse de difuzie sînt mult mai puțin active electric. În cazul loturilor cu $t_{ox} = 10 \text{ min}$, valoarea cea mai mică a factorului de zgomot (fig. 6) s-a obținut pentru rata cea mai mică de barbotare (lotul ZH), curba de variație prezentînd un maxim pentru ZF .

Inspekția optică a eșantioanelor extrase a scos în evidență faptul că emitorii tranzistoarelor din lotul ZH conțin, în general, mult mai puține defecte de oxidare (fig. 7), cel mai puternic afectat fiind lotul ZF . Această nouă

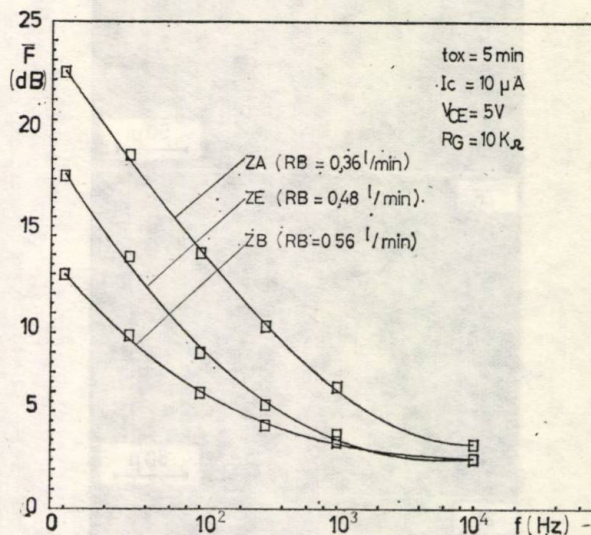


Fig. 5. Variația factorului mediu de zgomot cu frecvența pentru diverse rate de barbotare.

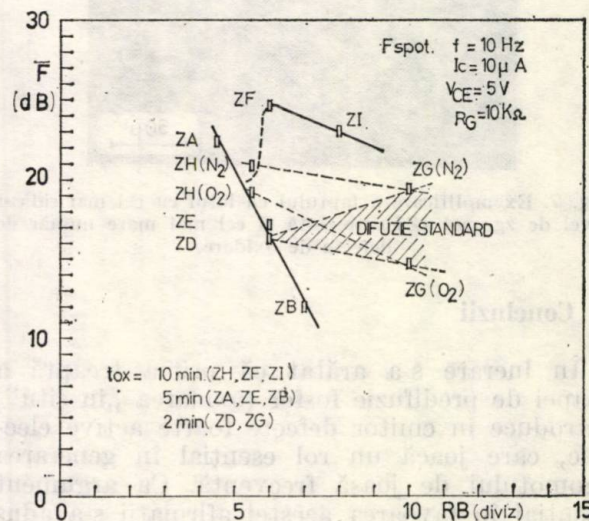


Fig. 6. Variația factorului mediu de zgomot cu rata de barbotare pentru diverși timpi de oxidare „in situ” și atmosfere diferite de difuzie.

situație susține observațiile anterioare referitoare la importanța oxidării „in situ” asupra mecanismelor de generare a zgomotului de joasă frecvență.

S-a constatat că regimul de difuzie în atmosferă oxidantă este mai favorabil obținerii unor nivele scăzute de zgomot (fig. 7, ZG și ZH), diferența între cele două regimuri (pe O_2 și N_2) fiind mai pronunțată pentru concentrații mai mari (ZG).

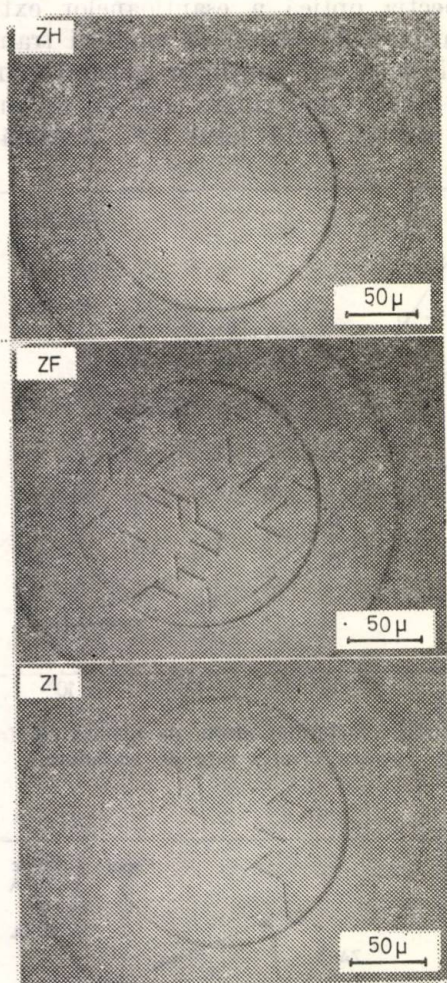


Fig. 7. Exemplificare a faptului că lotul cu cel mai ridicat nivel de zgomot (ZF) prezintă și cel mai mare număr de defecte de oxidare.

2. Concluzii

În lucrare s-a arătat că prima treaptă a etapei de predifuzie fosfor (oxidarea „in situ”) introduce în emitor defecte foarte active electrice, care joacă un rol esențial în generarea zgomotului de joasă frecvență. Ca argument esențial în favoarea acestei afirmații s-a adus faptul că atât factorul de zgomot, cât și numărul defectelor care pătrund în joncțiunea emitor-bază cresc cu creșterea timpului de oxidare. Pentru timpi mari de oxidare „in situ” (10 min) fenomenele de zgomot determinate de mecanisme de trapare-recombinare pe defecte introduse de oxidare, iar la timpi intermediari (5 min) apar tendințe de creștere simultană a factorului de zgomot și a câștigului static.

Peste o valoare a concentrației $C_s \geq 3 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ s-a constatat o scădere a câștigului static fără ca factorul de zgomot să crească. Sensul de evoluție a nivelului de zgomot cu rata de barbotare nu poate fi foarte bine stabilit datorită influenței defectelor introduse de oxidare. Astfel, pentru timpi mici de oxidare factorul de zgomot scade cu rata de barbotare, iar pentru timpi mari prezintă un maxim care corespunde lotului puternic afectat de defecte de oxidare.

Bibliografie

- [1] Conti, M. Surface and bulk effects in low frequency noise in NPN planar transistors. In: Solid-St. Electronics., vol. 13, 1970, p. 1 461—1 469.
- [2] Hsu, S.T., Whittier, R.J. Characterization of burst noise in silicon devices. In: Solid-St. Electron., vol. 12, 1969, p. 867—878.
- [3] Hsu, S.T., Whittier, R.J., Mead, C.A. Physical model for burst noise in semiconductor devices. In: Solid-St Electron. vol. 12, 1969, p. 1 055—1 071.
- [4] Nishida, M. Effects of Diffusion — Induced Dislocations on the Excess Low — Frequency Noise. In: IEEE Trans. Electron. Dev., vol. ED—20, 1973, p. 221—226.
- [5] Kannam, P.J. Effect of Emitter Doping on Device Characteristics. In: IEEE Trans. Electron. Dev., vol. ED—20, 1973, p. 845—851.
- [6] Mihăilă, M. Studiul fenomenelor de zgomot de joasă frecvență în tranzistoare convenționale, raport de cercetare, dec. 1978.
- [7] Fisher, A.W., Amick, J.A. Defect Structure on Silicon Surfaces After Thermal Oxidation. In: J. Electrochem. Soc., vol. 113, 1966, p. 1 054—1 060.
- [8] Czaja, W. Detection of Partial Dislocations in Silicon with the Scanning Electron Beam Technique. In: J. Appl. Phys., vol. 37, 1966, p. 918—919.
- [9] Drum, C.M., van Gelder, W. Stacking faults in (100) epitaxial silicon caused by HF and thermal oxidation and effects on p-n junctions. In: J. Appl. Phys., vol. 43, 1972, p. 4 465—4 468.
- [10] Fairfield, J.M., Schwuttke, G.H. Precipitation Effect in Diffused Transistor Structures. In: J. Appl. Phys., vol. 37, 1966, p. 1 536—1 541.
- [11] Ravi, K.V. Generation of Dislocations and Stacking Faults at Surface Heterogeneities in Silicon. In: J. Appl. Phys., vol. 43, 1972, p. 1 785—1 792.
- [12] Joshi, M.L. Effect of Fast Cooling on Diffusion-Induced Imperfections in Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 112, 1965, p. 912—916.
- [13] Joshi, M.L., Wilhelm, F. Diffusion-Induced Imperfections in Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 112, 1965, p. 185—188.
- [14] Levine, E., Washburn, J., Thomas, G. Diffusion-Induced Defects in Silicon (I). In: J. Appl. Phys., vol. 38, 1967, p. 81—87.
- [15] Levine, E., Washburn, J., Thomas, G. Diffusion-Induced Defects in Silicon (II). In: J. Appl. Phys., vol. 38, 1967, p. 87—95.
- [16] Washburn, J., Thomas, G., Queisser. Diffusion-Induced Dislocations in Silicon. In: J. Appl. Phys., vol. 35, p. 1 909—1 914.
- [17] Wolley, E.D., Stickler, R., Chu, T.L. Effects of Phosphorus Diffusions in Epitaxial Silicon Layers. In: J. Electrochem. Soc., vol. 115, 1968, p. 409—415.
- [18] O'Keeffe, T.W., Schmidt, P.F., Stickler, R. Crystallographic Dependence of SiP Precipitates in Diffused Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 112, 1965, p. 878—880.

- [19] Jungbluth, E.D. Imperfections Due to Double Diffusions in Epitaxial Silicon. In: J. Appl. Phys., vol. 38, 1967, p. 133–140.
- [20] Lawrence J.E. Diffusion-Induced Stress and Lattice Disorders in Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 113, 1966, p. 819–824.
- [21] Fairfield, J.M., Schwuttke, G.H. Strain Effects Around Planar Diffused Structures. In: J. Electrochem. Soc., vol. 115, 1968, p. 415–422.
- [22] Joshi, M.L., Masters, B.J., Dash, S. Diffusion-Induced Defects in thin Silicon Films. In: J. Appl. Phys., Lett., vol. 7, 1965, p. 306–308.
- [23] Armigliato, A., Nobili, D., Servidori, M., Solmi, S. SiP precipitation within the doped silicon lattice, concomitant with phosphorus predeposition. In: J. Appl. Phys., vol. 47, 1976, p. 5 489–5 491.
- [24] Joshi, M.L., Wilhelm, F.J. Observation of Diffusion-Induced Dislocation Lines in Silicon through Optical Microscopy. In: J. Appl. Phys. (Comm.), vol. 36, 1965, p. 2 593–2 594.
- [25] McDonald, R.A., Ehlenberger, G.G., Huffman, T.R. Control of Diffusion-Induced Dislocations in Phosphorus Diffused Silicon. In: Solid-St. Electron., vol. 9, 1966, p. 807–812.
- [26] Morris, B.L., Katz, L.E. Reduction of Excess Phosphorus and Elimination of Defects in Phosphorus Emitter Diffusions. In: J. Electrochem. Soc., vol. 125, 1978, p. 782–765.
- [27] Matsumoto, S., Akao, V., Kohiyama, K., Nilmi, T. Effects of Diffusion-Induced Strain and Dislocation on Phosphorus Diffusion into Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 125, 1978, p. 1 840–1 845.
- [28] Fair, R.B. Quantified Conditions for Emitter-Misfit Dislocation Formation in Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 125, 1978, p. 923–926.
- [29] Duffy, M.C., Barson, F., Fairfield, J.M., Schwuttke, G.H. Effects of High Phosphorus Concentration on Diffusion into Silicon. In: J. Electrochem. Soc., vol. 115, 1968, p. 84–87.
- [30] Negrini, P., Nobili, D., Solmi, S. Kinetics of Phosphorus Predeposition in Silicon Using POCl_3 . In: Electrochem. Soc., vol. 122, 1975, p. 1 254–1 260.

CZ 621.38.001

SEMICONDUCTOARE
MICROTERMOSCOPIE
FIABILITATE

Diode electroluminescente din GaAsP cu emisie în galben și portocaliu

ANA NECULA, HERMAN CIUBOTARIU, ANCA DEMETRIAD, STELIAN NAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Dispozitivele electroluminescente pe bază de semiconductori fac obiectul unui interes și unei popularități crescînde determinate, în principal, de multiplele aplicații pe care le prezintă în afișajul de date și informații, atît numerice cît și alfanumerice.

Tehnologiile de fabricație au fost și sînt supuse unor îmbunătățiri permanente, astfel că pe plan mondial se obțin randamente de producție comparabile cu cele ale dispozitivelor cu siliciu, care au o tehnologie incomparabil mai stabilizată.

Aceste succese tehnologice au făcut să crească vertiginos în ultimii ani producția de dispozitive electroluminescente cu emisia în roșu, galben, portocaliu, verde și elementele de afișare numerică în aceeași gamă de culori.

Cel mai utilizat material pentru fabricația diodelor electroluminescente este GaAsP, compus care în funcție de proporția de As și P realizează o gamă largă de material de la cel cu benzi energetice directe GaAs la cel cu benzi energetice indirecte GaP (fig. 1).

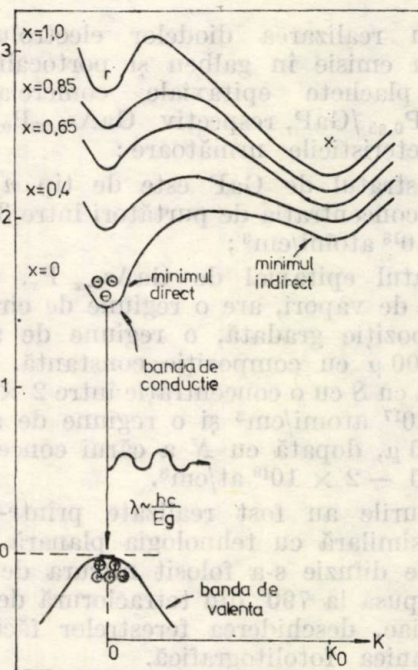


Fig. 1. Reprezentarea schematică a benzilor de energie pentru materialul $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$, pentru diverse valori ale lui x .

* Autorii sînt cercetători științifici la ICCE—București.

Pentru diodele electroluminescente la care se referă lucrarea de față, s-a folosit GaAsP cu $x = 0,65$ pentru emisia în portocaliu și cu $x = 0,85$ pentru emisia în galben, care are o structură de benzi indirectă și, deci, eficiența *EL* este mult mai mică datorită regulilor de conservare a momentului.

O asemenea situație poate fi schimbată când se adaugă o impuritate izoelectronică, respectiv *N*, care nu contribuie net la schimbarea sarcinii în cristal, dar care datorită diferenței în electronegativitate față de atomul de *P* pe care îl înlocuiește captează un electron, încărcându-se negativ. Odată capturat, electronul poate fi termalizat înapoi în banda de conducție, se poate recombină neradiativ cu un gol liber sau poate forma un exciton legat printr-o atracție coulombiană a unui gol care stimulează recombinarea radiativ.

Așadar, dopajul cu azot [1–4] al compusului GaAsP, în special în domeniul compozițiilor corespunzătoare structurii de benzi energetice indirecte, unde teoretic tranzițiile bandă-bandă sint interzise de legile de conservare a impulsului (localizare diferită în spațiul vectorului de undă a minimumului absolut al benzii de conducție și maximumului benzii de valență) apare ca o variantă remarcabilă pentru stimularea recombinării radiante, mai mult chiar duce la creșterea performanțelor dispozitivelor electroluminescente realizate pe acest compus.

1. Tehnologia de realizare a structurilor de diode electroluminescente cu emisie în galben și portocaliu

Pentru realizarea diodelor electroluminescente cu emisie în galben și portocaliu s-au folosit plachete epitaxiale comerciale de GaAs_{0,15}P_{0,85}/GaP, respectiv GaAs_{0,35}P_{0,65}/GaP cu caracteristicile următoare:

- substratul de GaP este de tip *n* dopat cu *S* cu concentrația de purtători între 3×10^{17} – 2×10^{18} atomi/cm³;
- stratul epitaxial de GaAs_{1-x}P_x, crescut din fază de vapori, are o regiune de circa 25 μ cu compoziție gradată, o regiune de aproximativ 100 μ cu compoziție constantă, de tip *n* dopată cu *S* cu o concentrație între 2×10^{16} – 3×10^{17} atomi/cm³ și o regiune de aproximativ 20 μ, dopată cu *N* a cărui concentrație este de $1 - 2 \times 10^{19}$ at/cm³.

Structurile au fost realizate printr-o tehnologie similară cu tehnologia planară. Drept mască de difuzie s-a folosit nitrura de siliciu Si₃N₄ depusă la 790° din tetraclorură de siliciu și amoniac, deschiderea ferestrelor făcându-se prin tehnica fotolitografică.

Corodarea nitrurii se efectuează în plasmă de freon, care are și avantajul că nu atacă GaAsP.

Pentru a reduce concentrația de suprafață a Zn și a preveni difuzia în afară a As, care ar degrada suprafața semiconductorului, s-a depus pirolitic un strat de SiO₂ de aproximativ 2 000 Å, prin descompunerea tetraetilortosilicului la 580°C [5].

În procesul de difuzie în tub deschis s-a folosit ca sursă Zn metalic (6 N) temperaturile sursei și plachetei fiind de 700°C, respectiv 800°, într-o atmosferă continuă de N₂ și H₂.

Timpii de difuzie stabiliți au permis obținerea adâncimilor de joncțiune de 2–2,5 μ pentru portocaliu și 3–3,6 μ pentru galben, adâncimi pentru care s-au obținut valori ridicate ale intensității luminoase.

Calitatea difuziilor efectuate se controlează prin caracteristica *I*–*U*, curentul de aprindere și adâncimea joncțiunii, aceasta din urmă punându-se în evidență cu o soluție de HF:H₂O₂.

Pentru reducerea rezistenței serie și a îndepărtării stratului perturbat de pe spatele plachetei în timpul proceselor anterioare și, în special, în timpul difuziei se face o leuire a plachetei până la aproximativ 200 μ, urmată de o corodare chimică necesară proceselor ulterioare de metalizare.

Pentru contactul catodic se folosește Au-Si (98:2%) urmat de depunerea unui strat de Au de aproximativ 1 000 Å care să împiedice migrarea Ga, ce ar putea forma oxizi cu efecte negative electrice și mecanice asupra contactului. De menționat influența pretratamentului chimic al suprafeței înainte de depunerea contactului catodic, precum și ciclul de aliere (temperatură și timp) asupra caracteristicilor diodei.

Structura, în secțiune transversală, este prezentată în figura 2.

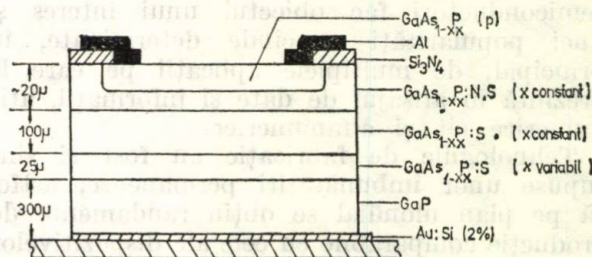


Fig. 2. Secțiune transversală în structura diodelor electroluminescente pe bază de GaAs_{1-x}P_x.

Pe fața *p* se folosește Al, definirea contactului anodic făcându-se conform geometriei din figura 3 care asigură uniformizarea distribuției curentului prin structură.

2. Caracteristicile optice ale structurilor de diode electroluminescente

Intensitatea luminoasă — parametrul optoelectronic de bază în evaluarea performanțelor diverselor tipuri de diode electroluminescente,

a fost măsurată atât pe structuri portocalii, cât și pe structuri galbene.

Măsurătorile s-au efectuat pentru diferite valori ale curentului direct 10–50 mA, valo-

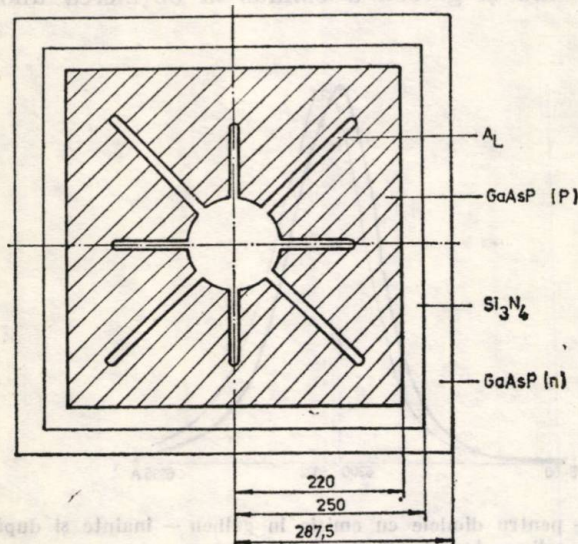


Fig. 3. Geometria structurii diodelor electroluminescente cu emisie în portocaliu și galben.

riile intensității luminoase variind între 0,15–1,49 mcd pentru diverse structuri cu emisie în portocaliu și 0,12–1,58 mcd pentru structurile cu emisie în galben. În graficul din figura 4

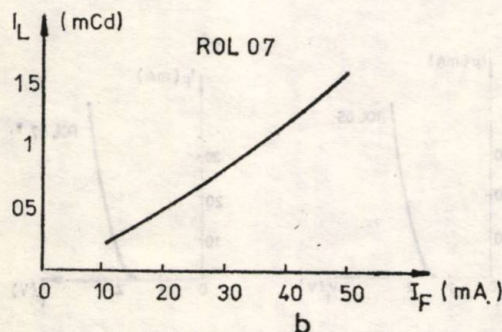
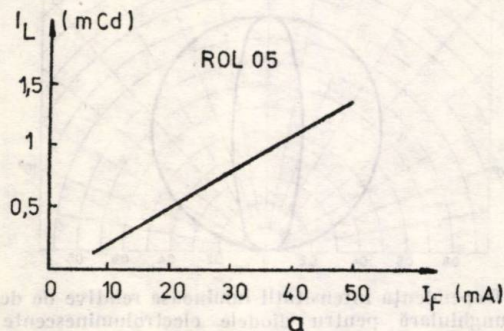


Fig. 4. Dependența intensității luminoase de curentul direct prin diodă: a — pentru structurile cu emisie în portocaliu; b — pentru structurile cu emisie în galben.

se prezintă dependența intensității luminoase de curentul direct prin structură, rezultând o dependență liniară pentru structurile cu

emisie în portocaliu și o ușoară neliniaritate pentru structurile cu emisie în galben, ceea ce poate fi datorat rezistenței serie și concurenței proceselor de recombinare neradiantă.

Spectrul de emisie s-a trasat atât pentru diode neîncapsulate, cât și pentru cele încapsulate, pentru ambele tipuri de emisie. În tabelul 1 sînt comparate $\lambda_{\max}$ ale radiației luminoase emise de structurile cu emisie în portocaliu și

Tabelul 1

Tipul structurii	Spectrul de emisie $\lambda_{\max}$, Å	
	structura	încapsulat
portocaliu	6 374	6 350
—, —	6 360	6 370
—, —	6 381	6 331
galben	6 016	5 975
—, —	5 965	5 889
—, —	5 980	5 929
—, —	5 980	5 951
—, —	5 980	5 874

galben, înainte și după încapsulare. Cu toate că $\lambda_{\max}$ a radiației emise de structuri variază atât pentru structurile portocalii, cât și pentru cele galbene, fie datorită lungimii de undă diferită a plachetelor procesate, fie datorită limitelor reproductibilității tehnologice, nu se constată o deplasare esențială a maximumului spectral prin încapsulare.

Spectrele de emisie sînt prezentate în figura 5; pentru portocaliu sînt centrate pe domeniul 6 300–6 390 Å cu o semilărgime a maximumului distribuției spectrale de 400 Å, iar pentru galben sînt centrate pe domeniul 5 870–5 980 Å cu o semilărgime a maximumului distribuției spectrale de 350 Å.

Stabilirea variantei optime de încapsulare

Încapsularea diodelor electroluminescente se face în rășini epoxidice indigene (DINOX 010S) cu o anumită proporție de difuzant și de colorant corespunzător domeniului spectral al structurii. Caracterizarea din punct de vedere optic a rășinii folosite pentru încapsulare s-a făcut prin evaluarea indicelui de refracție, coeficientului de absorbție și coeficientului de transmisie, punînd în evidență influența colorantului asupra proprietăților rășinii luată ca etalon.

Indicele de refracție determinat experimental pentru rășina DINOX 010S folosită a fost găsit de cca. 1,5 [8].

Pentru stabilirea compoziției optime rășină-colorant-difuzant [8, 9] au fost efectuate o serie de încercări, toate controlate prin spectrele de transmisie ale compozițiilor respective. Măsurătorile de transmisie efectuate cu un spectrometru Pye Unicam SP 1 800 au permis stabilirea cantității de colorant portocaliu și galben pentru care transmisia scade

cel mai puțin, față de transmisia rășinii care este de aproximativ 80% (fig. 6), curba de transmisie cuplându-se cel mai bine cu spectrul de emisie a structurii.

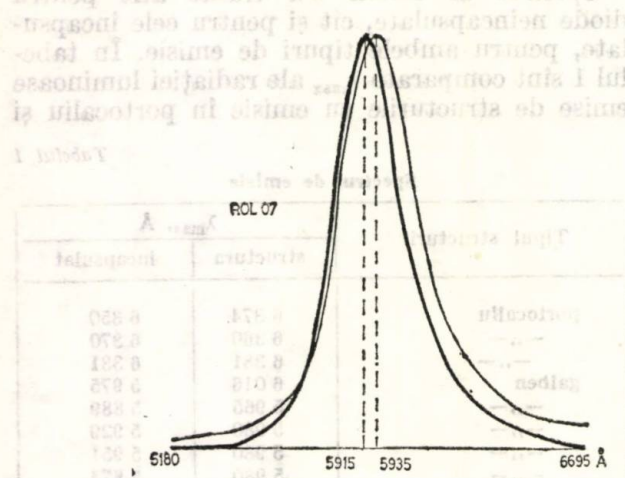


Fig. 5. Distribuția spectrală a intensității luminoase relative: a — pentru diodele cu emisie în galben — înainte și după încapsulare; b — pentru diodele cu emisie în portocaliu — înainte și după încapsulare.

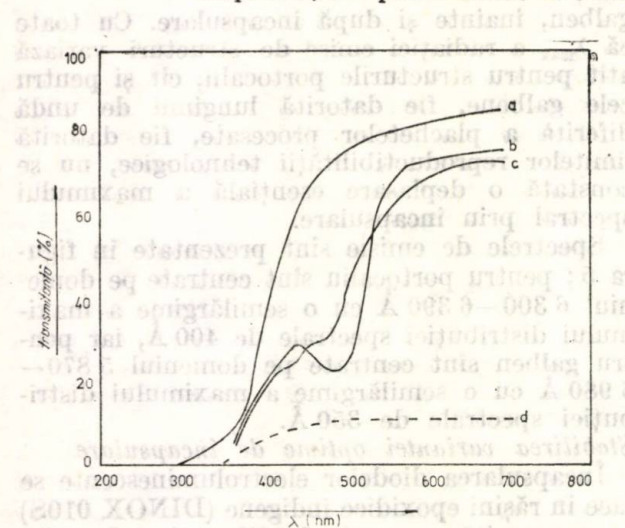


Fig. 6. Curbele de transmisie pentru rășina DINOX 010S în combinație cu colorantul și difuzantul: a — curba de transmisie a rășinii; b — curba de transmisie a rășinii cu colorant portocaliu; c — curba de transmisie a rășinii cu colorant galben; d — curba de transmisie a rășinii cu difuzant.

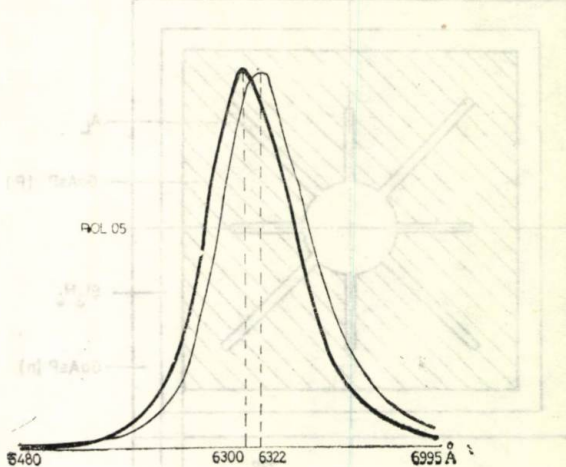
Această variantă de încapsulare, precum și geometria capsulei permit o creștere a intensității luminoase de aproximativ 9 ori de la 0,27–0,44 med (pe structură) la 2,73–4,60 med pentru portocaliu și de la 0,30–0,65 med (pe structură) la 2,50–5,70 med pentru galben.

Distribuția unghiulară a intensității luminoase a fost trasată pentru diodele cu emisie în portocaliu și pentru cele cu emisie în galben atât înainte, cât și după încapsulare.

Din figura 7 se observă influența capsulei asupra distribuției unghiulare a intensității luminoase. Pentru acest tip de capsulă unghiul de vedere este de aproximativ 37–40°.

Caracteristici electrice

Optimizarea procesului tehnologic de realizare a structurilor de diode cu emisie în portocaliu și galben a condus la obținerea unor



caracteristici electrice în concordanță foarte bună cu datele de catalog ale dispozitivelor similare. În figura 8 se prezintă o caracteris-

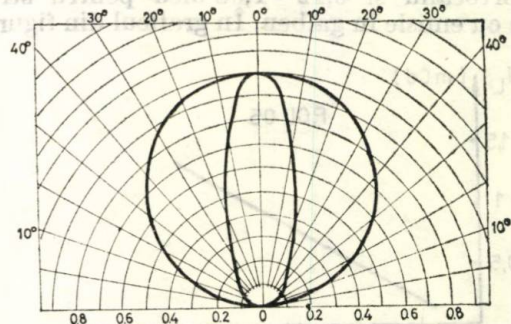


Fig. 7. Dependenta intensității luminoase relative de deplasarea unghiulară pentru diodele electroluminescente cu emisie în portocaliu și galben.

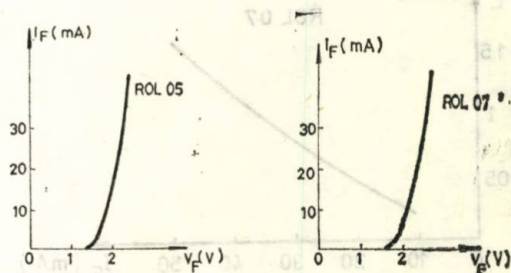


Fig. 8. Caracteristica I-V a diodelor electroluminescente: a — cu emisie în portocaliu; b — cu emisie în galben.

tică tipică I-V a diodei electroluminescente cu emisie în portocaliu și galben, iar în tabelele 2 și 3 se prezintă principalii parametri opto-electrici a diodelor respective.

Tabelul 2

Parametrii diodel electroluminescente cu emisie în portocaliu

Parametrul	Simbol	Min	Tip	Max	U/M	Condiții de măsură
Tensiune directă	V_F			3	V	$I_F = 20\text{mA}$
Tensiune inversă	V_R	5			V	$I_R = 100\mu\text{A}$
Intensitatea luminoasă	I_L	1	3		mcd	$I_F = 20\text{mA}$
Lungimea de undă	λ_{max}	630		639	nm	Măsurată la maximum spectral
Semilărgimea maximului distribuției spectrale	$\Delta\lambda$			40	nm	
Unghiul de vedere	$\theta_{1/2}$		40		grade	$I_F = 20\text{mA}$
Capacitatea	C_0		130		pF	$V_F = 0$; $f = 1\text{MHz}$

Tabelul 3

Parametrii diodel electroluminescente cu emisie în galben

Parametrul	Simbol	Min	Tip	Max	U/M	Condiții de măsură
Tensiunea directă	V_F			4	V	$I_F = 20\text{mA}$
Tensiunea inversă	V_R	5			V	$I_R = 100\mu\text{A}$
Intensitatea luminoasă	I_L	1	2		mcd	$I_F = 20\text{mA}$
Lungimea de undă	λ_{max}	575		598	nm	Măsurată la maximum spectral
Semilărgimea maximului distribuției spectrale	$\Delta\lambda$			35	nm	
Unghiul de vedere	$\theta_{1/2}$	40			grade	$I_F = 20\text{mA}$
Capacitatea	C_0	60			pF	$V_F = 0$; $f = 1\text{MHz}$

3. Concluzii

Datele experimentale prezentate confirmă fezabilitatea procesului tehnologic de realizare a diodelor electroluminescente pe bază de GaAsP/GaP, cu emisie în portocaliu și galben.

Procesul experimentat, în foarte multe detalii similar cu cel planar, evidențiază particularitățile procesului de difuzie în tub deschis, în compusul ternar amintit.

Procesul de protecție a suprafeței GaAsP în timpul procesului de difuzie cu un strat de SiO_2 se arată ca o metodă eficace pentru reducerea defectelor la suprafața stratului difuzat, aceasta având ca urmare creșterea eficienței conversiei dispozitivelor, exprimată prin valoarea destul de ridicată a intensității luminoase obținute.

Varianta de încapsulare, atît compoziția rășinilor pentru încapsulare, cît și geometria dispozitivului, permit creșterea intensității luminoase cu aproape un ordin de mărime.

Valorile experimentale ale parametrilor optoelectronici ai dispozitivelor obținute prin tehnologia prezentată, sînt comparabile cu multe date de catalog ale dispozitivelor similare produse de diverse firme [7].

Bibliografie

- [1] Craford, M.G., Show, S.W., Herzog, A.H., Groves, W.O. J. Appl. Phys. **43**, 1972, p. 4 075.
- [2] Craford, M.G., Groves, W.O. Proc. IEEE, **61**, 1973, p. 862.
- [3] Okumura, T.O., Ikoma, T. IEEE Trans. on ED-24, 1977, p. 963.
- [4] Craford, M.G. Progress in sol. St. Chemisty, **8**, 1974, p. 127
- [5] Shih, K.K., Blum, J. Electr. Soc; sept, 1972, p. 1 258.
- [6] Craford, M.G. IEEE Trans. on electron devices, vol. ED-24, No. 7, 1977, p. 935.
- [7] Optoelectronics, D.A.T.A. Book, 1976.
- [8] Optoelectronics Applications Handbook, 1976.
- [9] Nagai, Yuji. Fujitsu Scientific and Technical Journal, vol. II, no. 2.

Diode electroluminescente pe bază de GaP cu emisie în verde

HERMAN CIUBOTARIU, STELIAN NAN, ANCA DEMETRIAD, ANA NECULA, DOINA MĂNESCU,
ALEXANDRU BOROȘ* — BUCUREȘTI

Introducere

Progresele făcute în ultimii ani în domeniul diodelor electroluminescente au permis comercializarea acestora într-o gamă variată de culori de la roșu, portocaliu și galben până la verde. În acest mod s-au lărgit domeniile de aplicație mai ales luând în considerație scăderea prețului de cost în același timp cu creșterea performanțelor optoelectronice.

Semiconductoarele utilizate pentru obținerea dispozitivelor electroluminescente sînt de tip $A^{III} - B^V$, iar dintre acestea unul dintre cele mai eficiente pentru emisia în domeniul vizibil al spectrului s-a dovedit a fi GaP. Din punct de vedere al structurii de benzi, GaP este un semiconductor indirect cu bandă interzisă largă (fig. 1) [1].

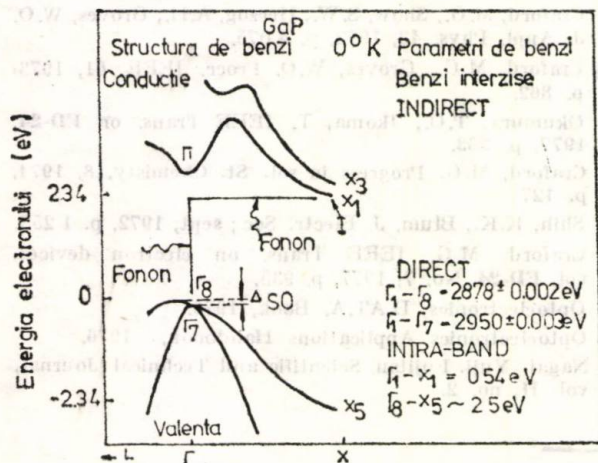


Fig. 1. Structura de benzi a GaP.

Datorită faptului că probabilitatea de tranziție în cazul semiconductoarelor cu benzi indirecte este foarte mică la toate temperaturile — fiind necesară și participarea unui fonon pentru conservarea momentului vectorului de undă — eficiența recombinării radiante în GaP este relativ scăzută. Se cunoaște însă că rata tranzițiilor indirecte poate fi crescută prin introducerea în mod controlat în material a unor impurități care interacționează puternic cu purtătorii liberi, realizând conservarea momen-

tului prin cuplarea impuritate-purtător. În acest fel se poate crește eficiența recombinărilor în GaP folosind capcane izoelectronice.

Combinăția favorabilă între o intensitate a oscilatorului mare și o adâncime mică a capcanei, pe care o prezintă azotul, precum și „efectul de fereastră” al GaP față de radiația emisă, desemnează acest element ca impuritate izoelectronică preferată pentru emisia în domeniul verde al spectrului.

În figura 2 se prezintă spectrele de emisie pentru GaP crescut din fază de vapori pe sub-

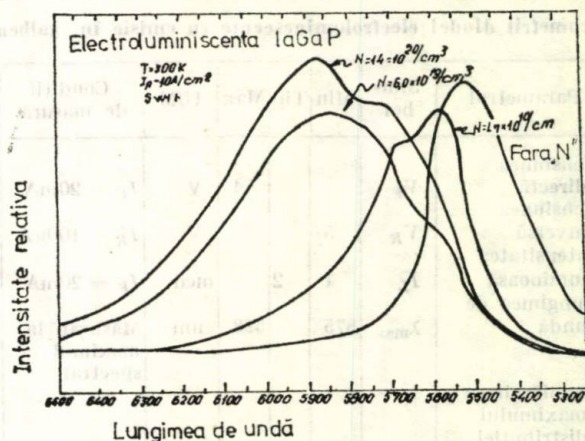


Fig. 2. Spectre de electroluminescență la GaP crescut din fază de vapori cu și fără azot.

strat de GaP și dopat cu N la diferite concentrații. Se poate observa că o creștere a concentrației de N duce la deplasarea maximumului emisiei de la 5530 Å (verde), unde domină recombinarea excitonilor liberi, spre 5870 Å (galben), unde domină recombinarea perechilor NN [2]. Urmărind aceste indicații se pot alege materiale cu un dopaj corespunzător de N.

În cele ce urmează se va prezenta, pe scurt, procedeul tehnologic de obținere a structurilor electroluminescente pe bază de GaP cu emisie în verde, care stă la baza datelor experimentale.

1. Tehnologia de realizare a diodelor electroluminescente din GaP cu emisie verde

Pentru realizarea structurilor de diode electroluminescente cu emisie în verde s-a elaborat o tehnologie similară cu tehnologia planară.

* Autorii sînt cercetători științifici la ICCE—București.

Plachetele de GaP de tip n sînt acoperite cu un strat de Si_3N_4 de aproximativ $1\,300\text{ \AA}$, folosit ca mască pentru delimitarea ariilor difuzate. Deschiderea ferestrelor de difuzie se realizează printr-un proces de fotogravură, nitrura de siliciu corodîndu-se în plasmă de freon. Pentru protejarea plachetei la difuzie și pentru a asigura o anumită concentrație de suprafață se depune pirolitic un strat de SiO_2 de aproximativ $2\,000\text{ \AA}$, la 580°C .

Difuzia Zn se face din sursă metalică cu puritate 6N, aflată la temperatura de 700°C , plachetele fiind la 800°C . Difuzia se face în tub deschis în atmosferă de gaz de formare (N_2 și H_2) [3, 4]. Optimizarea adîncimii de difuzie s-a făcut prin corelarea parametrilor electrice și de emisie ai structurilor, obținîndu-se valori de $x_j = 5 \div 5,5\text{ }\mu$.

Urmează operația de lepuire a spatelui plachetei în scopul micșorării rezistenței serie apoi depunerea contactului metalic format dintr-un strat de Au-Si (2%) și Au care se aliază.

Contactul pe faza p se realizează cu Al printr-o tehnică obișnuită de fotogravură și apoi se sinterizează. Suprafața acoperită de contactul de Al este de aproximativ 10% din aria structurii, procent considerat optim (fig. 3).

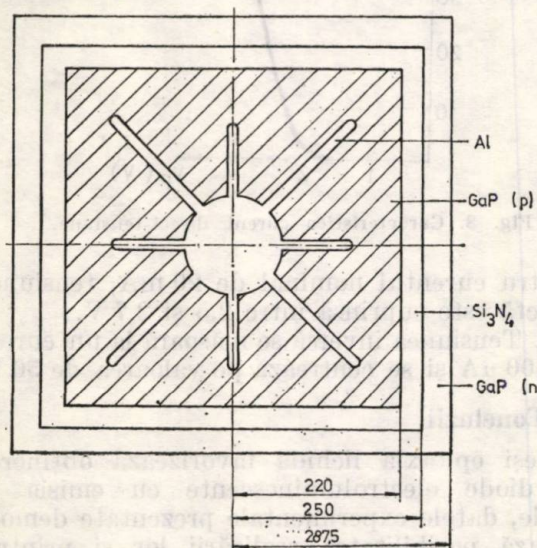


Fig. 3. Vedere de sus a unei structuri de diodă electroluminescentă din GaP.

În figura 4 se prezintă o secțiune transversală prin structura unei diode electroluminescente cu emisie în verde.

2. Rezultate experimentale

Pentru realizarea diodelor electroluminescente cu emisie în verde s-au folosit plachete epitaxiale de GaP, dopate cu S, cu următoarele caracteristici:

— substratul de GaP este de tip n dopat cu S avînd concentrația de purtători între $3,5 \cdot 10^{17} \div 2,0 \cdot 10^{18}\text{ at/cm}^3$;

— stratul epitaxial de GaP crescut din fază de vapori are o regiune de circa $80\text{ }\mu$, de tip n dopată cu S cu o concentrație de purtători între $2 \cdot 10^{16} - 1 \cdot 10^{17}\text{ at/cm}^3$ și o regiune

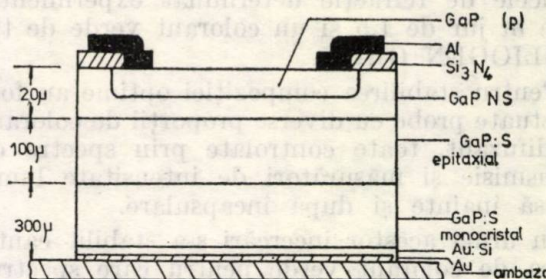


Fig. 4. Secțiune transversală a unei structuri de diodă electroluminescentă din GaP/GaP.

de circa $10\text{ }\mu$ dopată cu azot, avînd concentrația de $1 \div 2 \cdot 10^{19}\text{ at/cm}^3$.

Efectul adîncimii joncțiunii asupra performanțelor dispozitivului a fost studiat măsurînd intensitățile luminoase pe structuri procesate la diferiți timpi de difuzie. Cele mai bune rezultate s-au înregistrat pentru adîncimi de joncțiune de $5 - 5,5\text{ }\mu$, la care intensitățile luminoase au variat între 0,30 și 0,48 mcd la o intensitate a curentului direct de 20mA.

Măsurarea adîncimii joncțiunii s-a făcut prin clivare într-un plan normal pe joncțiune, iar tratarea suprafeței, într-o soluție de (HF ; H_2O_2 ; 1:1).

Intensitatea luminoasă este parametrul cel mai important al diodei electroluminescente. Măsurătorile de intensitate luminoasă pentru diferite valori ale curentului direct, între 10 și 50 mA au pus în evidență valori de 0,15—0,85 mcd pe structură și o dependență liniară a intensității luminoase de curent (fig. 5).

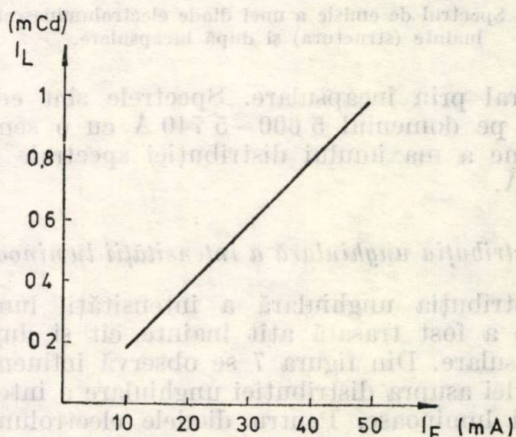


Fig. 5. Caracteristica intensitate luminoasă în funcție de curentul direct.

Stabilirea variantei optime de încapsulare

Încapsularea diodelor electroluminescente se face în rășini epoxidice în combinație cu diverse proporții de difuzant și coloranți corespunzătoare.

tor domeniului spectral al structurii. În cazul de față, pentru încapsularea diodelor electroluminescente cu emisie în verde s-a folosit o rășină indigenă DINOX 010S — pentru care indicele de refracție determinat experimental este în jur de 1,5 și un colorant verde de tip HELIOGEN GRÜN.

Pentru stabilirea compoziției optime au fost efectuate probe cu diverse proporții de colorant și difuzant, toate controlate prin spectre de transmisie și măsurători de intensitate luminoasă înainte și după încapsulare.

În urma acestor încercări s-a stabilit cantitatea de colorant verde pentru care spectrul de transmisie se cuplează cel mai bine cu spectrul de emisie al structurii, obținându-se în același timp o creștere a intensității luminoase de aproximativ de 3 ori (de la $0,35 \div 0,40$ mcd pe structură la 1,19–1,23 mcd după încapsulare, la un curent direct de 20 mA).

Spectrul de emisie s-a ridicat pentru diodele neîncapsulate și apoi pentru cele încapsulate (fig. 6). În urma comparării spectrelor nu se constată o deplasare esențială a maximului

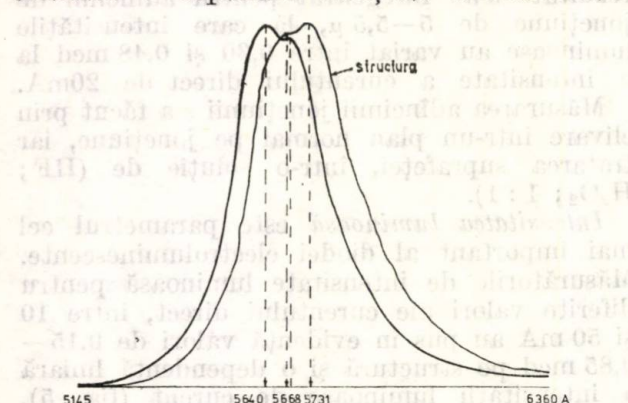


Fig. 6. Spectrul de emisie a unei diode electroluminescente înainte (structura) și după încapsulare.

spectral prin încapsulare. Spectrele sînt centrate pe domeniul 5 600–5 740 Å cu o semi-lărgime a maximului distribuției spectrale de 320 Å.

Distribuția unghiulară a intensității luminoase

Distribuția unghiulară a intensității luminoase a fost trasată atât înainte, cît și după încapsulare. Din figura 7 se observă influența capsulei asupra distribuției unghiulare a intensității luminoase. Pentru diodele electroluminescente cu emisie în verde, unghiul de vedere total $0 1/2$ este de aproximativ 40° .

Caracteristicile electrice

Caracteristica I–V a diodelor electroluminescente cu emisie în verde este prezentată în figura 8.

Optimizarea procesului tehnologic de realizare a structurilor de diode electroluminescente cu emisie în verde a permis obținerea următorilor parametri electrici :

a. Tensiunea directă la care structurile încep să emită este de 1,9 V, la un curent de $100 \mu A$

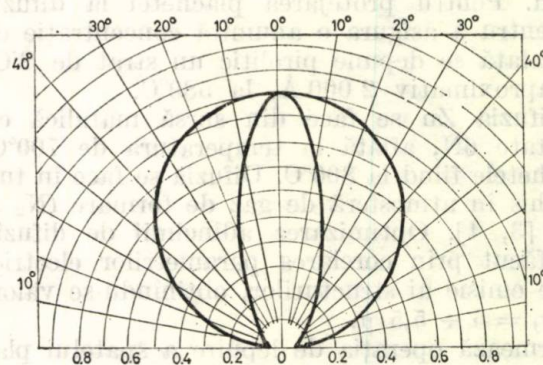


Fig. 7. Caracteristica de directivitate : A — înainte de încapsulare ; B — după încapsulare.

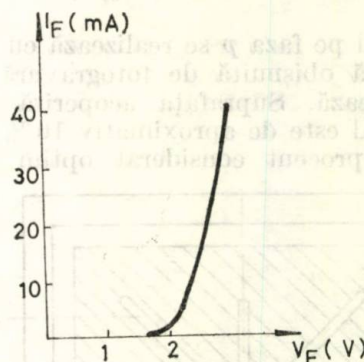


Fig. 8. Caracteristica curent direct-tensiune.

Pentru curentul nominal de 20 mA, tensiunea directă este cuprinsă între 2,5 și 2,7 V.

b. Tensiunea inversă se măsoară la un curent de $100 \mu A$ și se centrează pe valoarea de 50 V.

3. Concluzii

Deși epitaxia lichidă favorizează obținerea de diode electroluminescente cu emisia în verde, datele experimentale prezentate demonstrează posibilitatea realizării lor și printr-o tehnologie similară cu tehnologia planară, în condițiile difuziei în tub deschis, dintr-o sursă metalică.

Parametrii optici și electrici obținuți arată că tehnologia elaborată poate constitui baza unui proces de fabricație a diodelor electroluminescente cu emisie în verde.

Bibliografie

- [1] Dean, P.J. Journal of Luminescence, Vol. 1, 2, 1970, p. 398.
- [2] Craford, M.G. Proc. IEEE, July, 1973, p. 861.
- [3] Casey, H.C., Ermants, F., Wolfstirn, K. Journ. Appl. Phys., vol. 40, No. 7, 1969, p. 2 945.
- [4] Shih, K.K., Blum, J. J. Electroch. Soc., p. 1 258, 1972, sept.

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE INTEGRATE LOGICE
GENERATOR DE TENSIUNE PROGRAMABIL
INTERFAȚA DE MĂSURĂ ȘI CONTROL

Interfața de măsură și control pentru circuite integrate TTL

GELU VOICU, MARIAN NICULESCU, ION BARBU, CORNEL ROTARU * — BUCUREȘTI

În realizarea unui sistem automat de testare a circuitelor integrate logice, una din problemele cele mai dificile care trebuie rezolvate este problema asigurării condițiilor de polarizare, de comandă și de măsură a fiecărui *pin* al circuitului integrat.

În funcție de complexitatea sistemului de testare, de viteza la care va funcționa, de precizia dorită și de încă mulți alți factori, s-au realizat numeroase variante constructive, care au soluționat mai mult sau mai puțin această problemă.

Soluțiile uzuale presupun, de regulă, existența unei căi de acces pentru măsurătorile de curent continuu și a unei căi de acces separate pentru măsurătorile funcționale. Mai mult, pentru fiecare sursă de curent continuu necesară polarizării circuitului mai este nevoie de câte o cale de acces independentă, ceea ce presupune existența unui număr de surse programabile egal cu numărul de tensiuni de polarizare necesare la un moment dat.

de polarizare, presupune de regulă existența unei matrice de relee de interconexiune, matrice a cărei acționare necesită timpi foarte mari (comparativ cu timpii de lucru ai sistemului).

Un alt dezavantaj al acestei structuri constă în faptul că pentru fiecare *pin* al circuitului integrat ce trebuie polarizat cu o anumită tensiune sau curent este necesară câte o sursă de tensiune sau de curent (programabile), ceea ce limitează numărul de *pini* ce pot fi polarizați simultan la numărul de surse de tensiune sau de curent existente în sistem.

Blocul electronic ce face obiectul prezentei lucrări prezintă o soluție nouă a problemei descrise anterior.

Ideea ce a stat la baza realizării acestui circuit a fost aceea de a realiza un bloc electronic flexibil, multifuncțional, capabil să poată fi programat pentru a îndeplini oricare din funcțiile ce trebuie asigurate pentru testarea unui

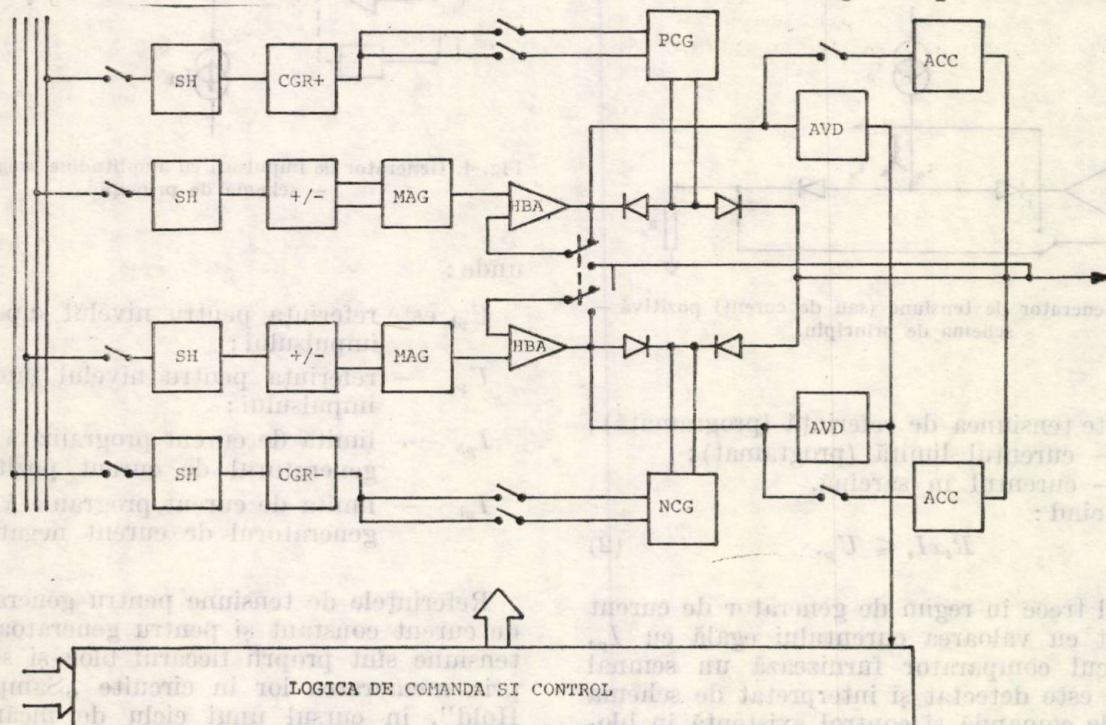


Fig. 1. Schema-bloc a interfeței de măsură și control pentru un *pin* al unui circuit integrat TTL.

Selectarea unei anumite funcții (de exemplu, selectarea modului de lucru parametric sau funcțional), precum și a unei anumite tensiuni

circuit integrat logic. Schema-bloc a acestui circuit de interfață este reprezentată în figura 1. Pe baza acestei structuri, prin acționarea comutatoarelor figurate în desen se pot obține

* Autorii sînt cercetători științifici la ICCE—București.

configurații care să confere circuitului una din următoarele funcții :

— generator de tensiune programabil în domeniul $-7,5 \text{ V} \div +7,5 \text{ V}$, dispunând de două domenii (ordine) de programare : pentru rezoluție maximă $-0,75 + 0,75$. Generatoarele de tensiune au limita de curent, de asemenea programabilă, în domeniul $-2,5 + 2,5 \text{ mA}$, sau $-200 + 200 \text{ mA}$. Opțional, se poate instala și o limitare de curent în domeniul $-250 + 250 \mu\text{A}$;

— generator de curent constant programabil în domeniul $-200 + 200 \text{ mA}$, cu următoarele ordine de mărime $-200 \text{ mA} + 200 \text{ mA}$; $-2,5 \text{ mA} + 2,5 \text{ mA}$; $-250 \mu\text{A} + 250 \mu\text{A}$ (opțional);

— generator de semnale logice cu nivele de tensiune programabile în domeniul $-7,5 \text{ V} + 7,5 \text{ V}$;

— receptor (comparator) cu nivele logice reglabile și curentul de sarcină programabil.

Principiile de funcționare a fiecărei configurații sînt descrise în cele ce urmează.

1. Generator de tensiune (sau de curent) pozitivă (fig. 2).

Condiția de funcționare ca generator de tensiune constantă presupune :

$$R_s I_p \geq U_p, \text{ sau : } I_s \leq I_p, \quad (1)$$

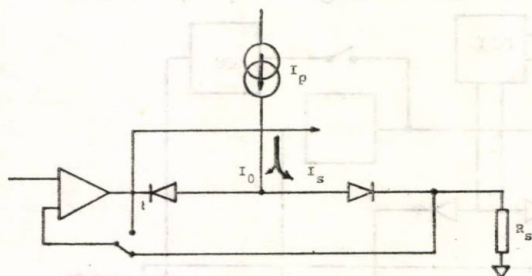


Fig. 2. Generator de tensiune (sau de curent) pozitivă — schema de principiu.

unde :

U_p este tensiunea de referință (programată);

I_p — curentul limită (programat);

I_s — curentul în sarcină.

Atunci cînd :

$$R_s I_s \leq U_p, \quad (2)$$

circuitul trece în regim de generator de curent constant cu valoarea curentului egală cu I_p , iar blocul comparator furnizează un semnal logic ce este detectat și interpretat de schema logică de comandă și control existentă în blocul electronic.

2. Generator de tensiune (sau de curent) negativă (fig. 3)

Condițiile de funcționare sînt similare cu cele pentru generatorul pozitiv.

3. Generator de impulsuri (cu nivele logice programabile) — figura 4

Circuitul va funcționa ca un generator de impulsuri atîta timp cît este îndeplinită condiția :

$$R_s I_{ph} \geq U_{ph} \text{ și } R_s I_{pl} \leq U_{pl}, \quad (3)$$

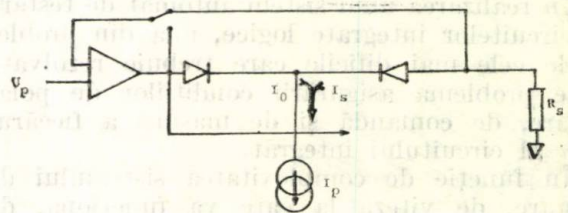


Fig. 3. Generator de tensiune (sau de curent) negativă — schema de principiu.

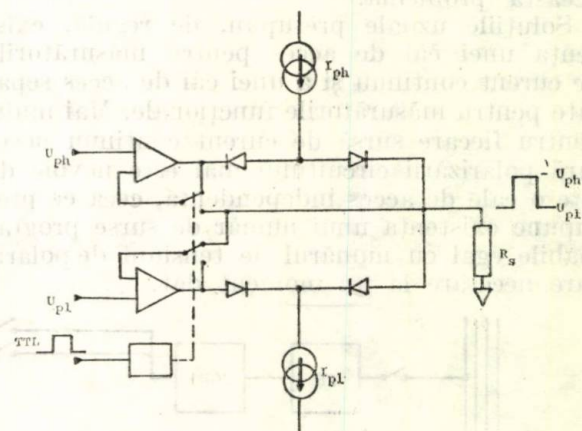


Fig. 4. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă — schema de principiu.

unde :

U_{ph} este referința pentru nivelul superior al impulsului;

U_{pl} — referința pentru nivelul inferior al impulsului;

I_{ph} — limita de curent programată pentru generatorul de curent pozitiv;

I_{pl} — limita de curent programată pentru generatorul de curent negativ.

Referințele de tensiune pentru generatoarele de curent constant și pentru generatoarele de tensiune sînt proprii fiecărui bloc și se obțin prin memorarea lor în circuite „Sample and Hold”, în cursul unui ciclu de încărcare a referințelor de tensiune. Această tehnică reduce numărul de surse de tensiune programabile necesare în sistem la un singur exemplar.

Datorită acestui mod de obținere a referințelor de tensiune, timpul afectat unui ciclu complet de testare trebuie să fie destul de mic

(în caz contrar apar erori considerabile datorită modificării în timp a tensiunilor de referință).

Ținând seama de această restricție, schema electrică este astfel concepută, încât să elimine comutatoarele de tip electromecanic (relee reed), toate configurațiile de măsură realizându-se pe baza unor comutatoare construite cu tranzistoare cu efect de câmp. Având în vedere complexitatea schemei electrice, în scopul unei mai ușoare asamblări și depanări, o mare parte

din blocurile funcționale au fost realizate sub formă hibridă.

Măsurătorile experimentale efectuate pe diferitele module hibride în timpul elaborării lor au dat rezultate foarte bune. Pentru a obține o caracterizare cât mai precisă și pentru a permite reglarea anumitor elemente, înainte de asamblare și mulare, au fost elaborate programe de măsurători și analize statistice pe calculatorul HP-9825.

CZ 621.382.2

DIODE CU REVENIRE ÎN TREAPTĂ
TIMP ÎN TRANZIȚIE

Evaluarea distribuției de purtători minoritari a sarcinii stocate și a timpului de tranziție la diodele cu revenire în treaptă (SRD)*

ALEXANDRU MÜLLER, SERGIU IORDĂNESCU, SILVIA SETNIC, NICOLAE KOZMA ** — BUCUREȘTI

Introducere

Unul din cele mai utilizate procedee pentru a obține semnale, având frecvențe în domeniul microundelor, în condițiile unui zgomot foarte redus, constă în folosirea multiplicatoarelor de frecvență cu diode cu revenire în treaptă. Forma cu totul specială a caracteristicii de comutație la acest tip de dispozitive permite generarea de armonici ale unui semnal incident în condițiile unei eficiențe mult mai ridicate decât în cazul utilizării diodelor cu capacități variabilă.

Dacă unei joncțiunii $p-n$, aflată în conducție directă, i se aplică un puls invers, aceasta continuă să conducă o perioadă de timp, datorită sarcinii stocate în dispozitiv. Caracteristica de comutație constă din două perioade:

a — perioada de stocare, în cursul căreia curentul este constant și care durează din momentul aplicării pulsului invers până când concentrația de purtători minoritari la joncțiune atinge valoarea zero;

b — perioada de tranziție în cursul căreia dispozitivul revine la starea de blocare și care este dominată de timpul necesar evacuării sarcinii stocate reziduale aflate în dreapta și în stînga joncțiunii.

În cazurile uzuale, atât perioada de stocare, cât și perioada de tranziție au durate comparabile cu timpul de viață al purtătorilor minoritari. În cazul diodelor cu revenire în treaptă, perioada de stocare este urmată o tranziție

ultrapidă în starea de blocare, tranziție a cărei durată este cu câteva ordine de mărime sub durata perioadei de stocare. Această formă (în treaptă) a caracteristicii de comutație a condus la denumirea dată acestui gen de dispozitive.

În lucrarea lor, Moll, Krakauer și Shen [1] dau prima descriere a fenomenului de revenire în treaptă. Analizând o structură cu un profil exponențial simetric (realizată prin difuzia simultană de impurități donoare și acceptoare pe fețele opuse ale unei plachete subțiri de siliciu slab dopat), autorii acestei lucrări pun în evidență efectul câmpului electric creat de gradientii purtătorilor majoritari aflați în vecinătatea joncțiunii asupra purtătorilor minoritari, în cursul perioadei de conducție directă; acest efect de menținere a purtătorilor minoritari în vecinătatea joncțiunii (așa cum se vede din figura 1), permite evacuarea evasitotală a acestora în cursul perioadei de stocare și permite apariția tranziției rapide.

Benda și Spenke [2] dau prima analiză detaliată a fazei de tranziție pentru cazul diodelor redresoare de tip $p^{+}in^{+}$, Moll și Hamilton [3] și apoi Varshney și Roulston [4] analizează faza de tranziție în cazul structurilor de diode SRD de tip $p^{+}in^{+}$ cu bază subțire. Kurata [5], utilizând analiza numerică la semnal mare determină timpul de stocare și timpul de tranziție pentru o serie de profile particulare.

În această lucrare se va prezenta o metodă semianalitică de evaluare a distribuției de purtători minoritari în conducție directă, a sarcinii stocate și a timpului de tranziție pentru diodele de tip $p^{+}n^{-}n^{+}$ cu bază subțire.

* Lucrarea comunicată la Conferința anuală de semiconductoare (CAS'79) a ICCE.

** Autorii sînt cercetători științifici la ICCE—București

Calculul distribuției de purtători minoritari în conducție directă și a sarcinii stocate

Spre deosebire de Moll [1], în calculul distribuției de purtători minoritari în conducție directă se va considera un profil arbitrar $N(x)$, care se va particulariza apoi pentru cazul difuziei p^+ într-un strat subțire epitaxial, asociată

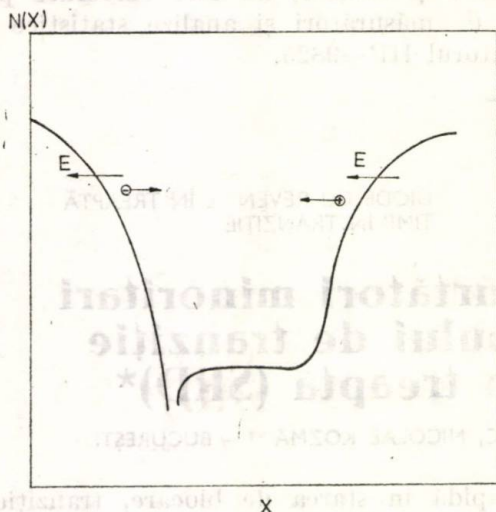


Fig. 1. Efectul cîmpului electric creat de gradientii purtătorilor majoritari asupra purtătorilor minoritari în conducție directă pentru cazul unui profil tipic de diode tip SRD.

cu out-difuzia din substrat în strat. De asemenea, în calcule se va lua în considerare variația spațială a cîmpului electric în structura polarizantă directă (Moll ia în considerare o valoare medie pentru cîmpul electric).

În condiții de polarizare directă, la nivel mare de injecție, este îndeplinită condiția de cvasineutralitate și constanță a cvasinivelurilor Fermi:

$$p - n - N(x) = 0, \quad (1)$$

$$pn = n_i^2 e^{\frac{qV}{kT}} = p^2(o); \quad (p(o) = n(o)), \quad (2)$$

$p(o)$ și $n(o)$ reprezintă concentrația de electroni, respectiv de găuri la joncțiune, V este tensiunea aplicată.

În regiunea slab dopată (n^-):

$$p(x) = p(o) e^{-\frac{q\Psi}{kT}}, \quad (x > 0), \quad (3)$$

$$n(x) = p(o) e^{\frac{q\Psi}{kT}}, \quad (x < 0), \quad (4)$$

Ψ reprezintă potențialul electric (se consideră 0 valoarea potențialului la joncțiunea ($x = 0$)).

Expresiile pentru potențialul electric, cîmpul electric și distribuțiile de purtători, în zona slab dopată sint date de:

$$\Psi = -\frac{kT}{q} \operatorname{argsin} h \frac{N(x)}{2p(o)}, \quad (5)$$

$$E = \frac{kT}{q} \frac{d}{dx} \left[\operatorname{argsin} h \frac{N(x)}{2p(o)} \right], \quad (6)$$

$$p = p(o) e^{\operatorname{argsin} h \frac{N(x)}{2p(o)}}, \quad (x > 0), \quad (7)$$

$$n = p(o) e^{-\operatorname{argsin} h \frac{N(x)}{2p(o)}}, \quad (x < 0). \quad (8)$$

În regiunile mai puternic dopate ale dispozitivului ($N > 2p$), (7) și (8) dau o aproximație excelentă pentru distribuțiile de purtători minoritari; aceasta datorită faptului că recombinarea este insignifiantă în regiunile de cîmp puternic, create de gradientii impurităților:

$$\left(\frac{kT}{qE} \right)^2 < D_n \tau_n, \quad D_p \tau_p. \quad (9)$$

În cazurile practice condiția (9) este îndeplinită în regiunile puternic dopate, exceptînd zone foarte înguste în vecinătatea suprafeței și a interfeței strat epitaxial-substrat; astfel, expresiile (7) și (8) pentru concentrațiile de purtători minoritari, sint valabile, practic, pentru toată zona activă a dispozitivului.

Cu ajutorul expresiilor (7) și (8) se poate calcula sarcina stocată:

$$Q_{st} = Q_{exces} = Q_n + Q_p = eA \left[\int_{-x_j}^0 p(x) dx + \int_0^{w-x_j} n(x) dx \right] \quad (10)$$

Avînd în vedere [6] că: $I_F \tau_L \approx I_R \tau_S \approx Q_{st}$, rezultă că relațiile (7) și (8) se pot utiliza pentru evaluarea lui τ_S pentru diverse valori ale lui I_F și I_R , precum și pentru determinarea lui τ_L .

Evaluarea distribuției de purtători minoritari la sfîrșitul perioadei de stocare și a timpului de tranziție

Pentru cazul profilului exponențial simetric, considerînd pentru cîmpul electric o valoare constantă E , Moll [1] ajunge la următoarele expresii pentru distribuțiile de purtători minoritari la sfîrșitul perioadei de stocare:

$$p(x, T_s) = \frac{j_r x}{qD} e^{\frac{Ex}{kT}}, \quad (x > 0), \quad (11)$$

$$n(x, T_s) = \frac{j_r x}{qD} e^{-\frac{Ex}{kT}}, \quad (x < 0). \quad (12)$$

Relațiile (11) și (12) sugerează următoarele expresii pentru distribuțiile de purtători minoritari la sfârșitul perioadei de stocare:

$$p(x, T_s) = \frac{j_r x}{qD} e^{\operatorname{arcsin} h \frac{N(x)}{2p(o)}}, \quad (x > 0), \quad (13)$$

$$n(x, T_s) = \frac{j_r x}{qD} e^{-\operatorname{arcsin} h \frac{N(x)}{2p(o)}}, \quad (x < 0), \quad (14)$$

j_r reprezintă densitatea de curent a pulsului invers, D este constanta de difuzie ambipolară.

Tranziția ultrarapidă este fenomenul esențial care stă la baza utilizării diodelor cu revenire în treaptă ca generatoare de armonici.

Timpul de tranziție este dominat întotdeauna de faza inițială lentă, determinată de evacuarea sarcinii reziduale existente la sfârșitul perioadei de stocare [4].

Se propune următoarea expresie pentru evaluarea timpului de tranziție:

$$T_t = \max \left(\frac{x_{nT_s}^2}{2D}, \frac{x_{pT_s}^2}{2D} \right) \quad (15)$$

unde $\frac{x_{nT_s}^2}{2D}$, $\frac{x_{pT_s}^2}{2D}$ reprezintă timpii de difuzie a celor două pachete de purtători minoritari de la sfârșitul perioadei de stocare,

de la centrele lor de greutate, la joncțiune.

S-a utilizat valoarea $2D$ pentru constanta de difuzie, deoarece curgerea curentului în regiunile negolite se face prin difuzie asistată de câmp.

Verificarea calculelor și rezultate experimentale

Validitatea relațiilor propuse a fost verificată atât prin compararea rezultatelor cu cele obținute de la Kurata prin analiză numerică la semnal mare pentru un profil particular, cât și prin măsurători realizate pe dispozitive realizate experimental.

În figura 2 se poate observa excelenta concordanță între calculele efectuate asupra distribuțiilor de purtători minoritari utilizând relațiile propuse în prezenta lucrare (7), (8), (13) și (14) și calculele numerice efectuate de Kurata pentru profilul „standard”. De asemenea, se observă o bună concordanță între timpul de stocare și de tranziție calculat de Kurata și cel determinant, utilizând relațiile (10) și (15).

Dispozitivele asupra cărora s-au efectuat măsurătorile de timp-stocare și de timp-tranziție s-au realizat în tehnologie MESA (pasivată cu SiO_2 termic). Se constată că utilizarea tehnologiei MESA este o condiție esențială funcționării diodelor de tip „step recovery”, deoarece este necesar ca tranziția să aibă loc simultan în toată aria dispozitivului.

În cele ce urmează se vor prezenta rezultatele calculelor și măsurătorilor de timp-tranziție, efectuate pe 3 loturi de diode de tip $p^+n^-n^+$ cu bază subțire.

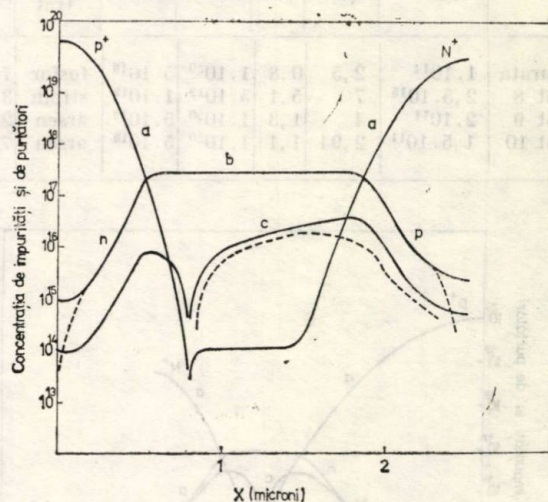


Fig. 2. Comparatie între rezultatele calculelor lui Kurata [5] și rezultatele calculelor din prezenta lucrare: a — profilul standard Kurata; distribuțiile de purtători minoritari în conducție directă ($I_F = 20$ mA) și la sfârșitul perioadei de stocare ($I_F = 20$ mA; $I_R = 200$ mA), determinate de Kurata prin analiză numerică la semnal mare; b, c — rezultatele calculelor efectuate asupra distribuțiilor de purtători minoritari în conducție directă ($I_F = 20$ mA), respectiv la sfârșitul perioadei de stocare ($I_F = 20$ mA, $I_R = 200$ mA) prin utilizarea relațiilor propuse în prezenta lucrare:

$$\tau_s (\text{Kurata}) = 2,96 \text{ ns}, \quad \tau_s \text{ calculat} = 3,06 \text{ ns}, \\ T_t (\text{Kurata}) = 119 \text{ ps}, \quad T_t \text{ calculat} = 129 \text{ ps}.$$

În calcule se va utiliza pentru profilul de impurități expresia:

$$N(x) = N_0 e^{-\frac{(x+x_j)^2}{a^2}} - N_B - \frac{N_1}{2} e^{-\frac{(w-x_j-x)^2}{b^2}} \quad (16)$$

unde:

- N_0 — reprezintă concentrația de suprafață a difuziției p^+ ;
- N_B — concentrația de impurități din stratul epitaxial;
- N_1 — este concentrația de impurități din substrat;
- x_j — adâncimea joncțiunii p^+n^- ;
- w — grosimea stratului epitaxial;
- a și b — parametrii de profil care se determină din condiția $N(0) = 0$ și cunoscând raportul coeficienților de difuzie a impurităților din stratul p^+ și din substrat, la temperatura la care are loc difuzia p^+ .

În tabelul 1 sînt prezentați parametrii de profil pentru cele 3 loturi experimentale realizate, precum și pentru profilul standard a lui Kurata.

În figurile 3 și 4 sînt prezentate profilele de impurități și distribuțiile de purtători minoritari pentru dispozitivele din loturile 8 și 10.

Tabelul 1

Lot	N_B , cm^{-3}	W_{epi} , μm	X_j , μm	N_0 , cm^{-3}	N_1 , cm^{-3}	Dopant sub- trat	Aria μm^2
Kurata	$1 \cdot 10^{14}$	2,5	0,8	$1 \cdot 10^{20}$	$5 \cdot 10^{19}$	fosfor	7854
Lot 8	$2,5 \cdot 10^{15}$	7	5,1	$5 \cdot 10^{19}$	$1 \cdot 10^{19}$	stibiu	3850
Lot 9	$2 \cdot 10^{14}$	4	1,3	$1 \cdot 10^{20}$	$5 \cdot 10^{19}$	arsen	2830
Lot 10	$1,5 \cdot 10^{14}$	2,94	1,1	$1 \cdot 10^{20}$	$5 \cdot 10^{19}$	arsen	7240

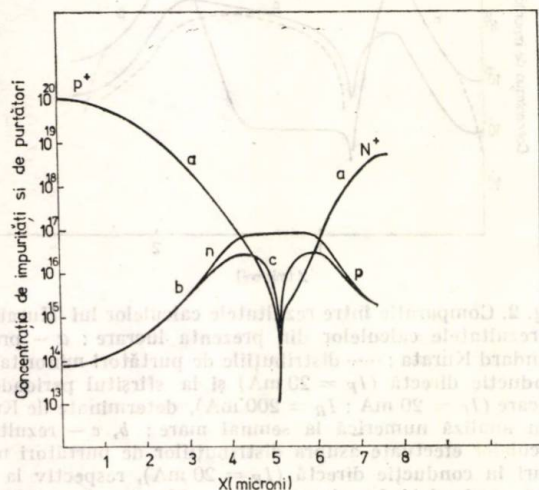


Fig. 3. Profilul de impurități și distribuțiile de purtători minoritari pentru dispozitivele din lotul 8: a — profilul de impurități; b, c — rezultatele calculelor efectuate asupra distribuțiilor de purtători minoritari în conducție directă ($I_F = 10 \text{ mA}$) și respectiv la sfârșitul perioadei de stocare ($I_F = 10 \text{ mA}$; $I_R = 100 \text{ mA}$).

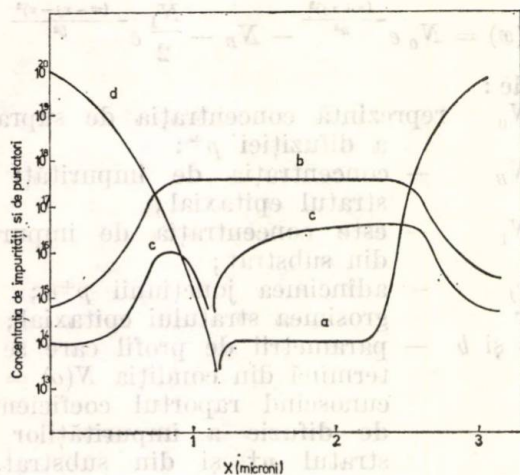
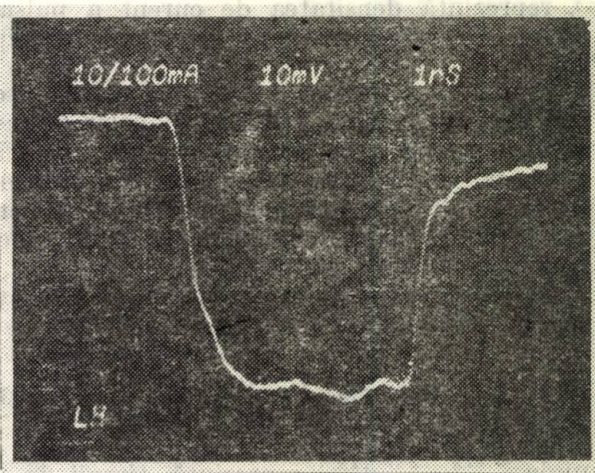


Fig. 4. Profilul de impurități și distribuțiile de purtători minoritari pentru dispozitivele din lotul 10: a — profilul de impurități; b, c — rezultatele calculelor efectuate asupra distribuțiilor de purtători minoritari în conducție directă ($I_F = 10 \text{ mA}$) și respectiv la sfârșitul perioadei de stocare ($I_F = 10 \text{ mA}$, $I_R = 100 \text{ mA}$).

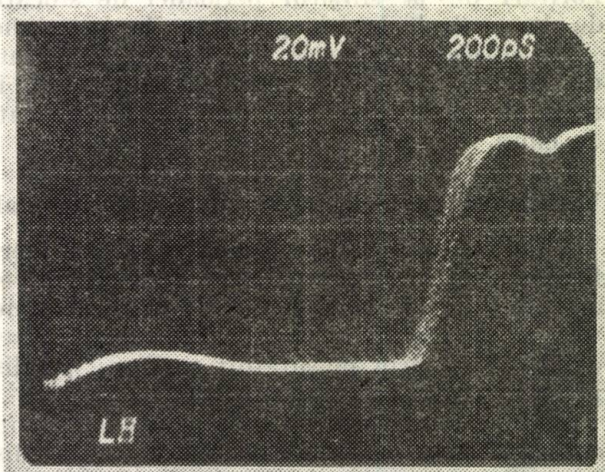
Concentrația de purtători minoritari la joncțiune în conducție directă, $p(o)$, s-a calculat din caracteristica volt-ampere a dispozitivului,

avind în vedere că aceasta operează în regim de injecție mare: $p(o) = n_i e^{\frac{qV}{2kT}}$, unde V reprezintă tensiunea corespunzătoare curentului direct dat, din care se scade căderea de tensiune pe rezistențe serie. Rezistența serie se obține din panta caracteristicii I—V curent foarte mare (când aceasta devine o dreaptă).

În figurile 5 a, 6 a, 7 a sînt prezentate oscilogramele din care s-au determinat timpii de stocare și sarcina stocată pentru dispozitivele



a



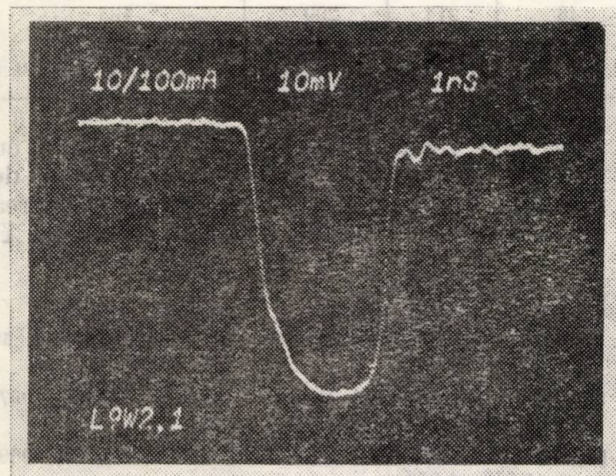
b

Fig. 5.a. Caracteristica de comutație a dispozitivelor din lotul 8: 1 diviziune orizontală = 1 ns; 1 diviziune verticală = 20 mA.

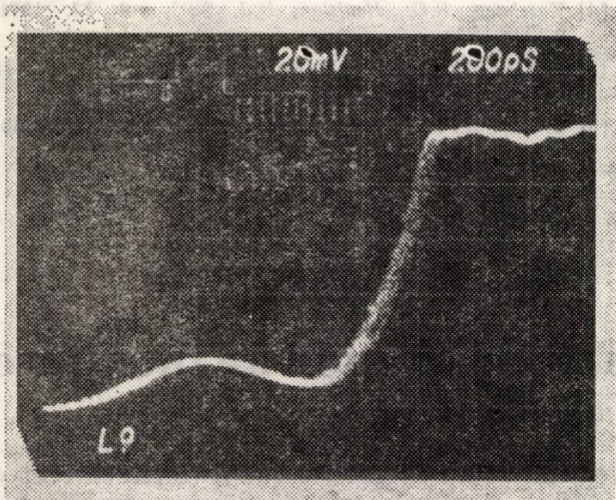
Fig. 5.b. Caracteristica de tranziție a dispozitivelor din lotul 8: 1 diviziune orizontală = 200 ps; 1 diviziune verticală = 2 V.

din loturile 8, 9 și 10, iar în figurile 5 b, 6 b 7 b sînt prezentate rezultatele măsurătorilor de timpi de tranziție pentru aceleași dispozitive. Măsurătorile de timpi de tranziție s-au efectuat cu montajul din figura 8, în care dioda este conectată în paralel pe o linie de 50 ohmi, de tip „stripline” cu aer. Montajul asigură

minimizarea elementelor parazite de conectare și, în raport cu montajul serie (care s-au utilizat la măsurătorile de timp de stocare), conexiunea paralel reduce influența constantei de timp RC asupra determinărilor de timpi de tranziție (dioda vede în paralel o rezistență de 25 Ohmi, față de 100 Ohmi în cazul conexiunii serie).



a



b

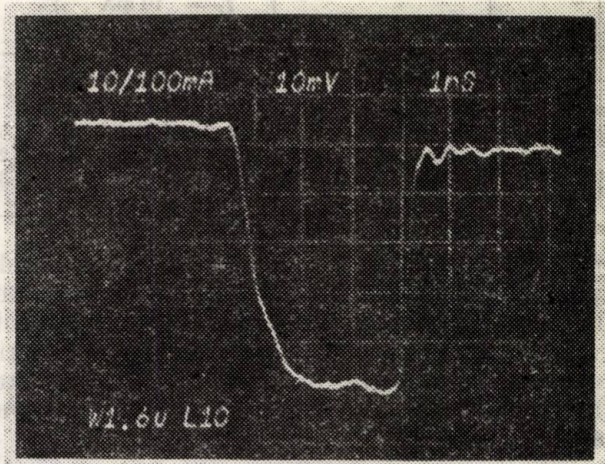
Fig. 6.a. Caracteristica de comutație a dispozitivelor din lotul 9 : 1 diviziune orizontală = 1 ns ; 1 diviziune verticală = 20 mA.

Fig. 6.b. Caracteristica de tranziție a dispozitivelor din lotul 9 : 1 diviziune orizontală = 200 ps, 1 diviziune verticală = 2 V.

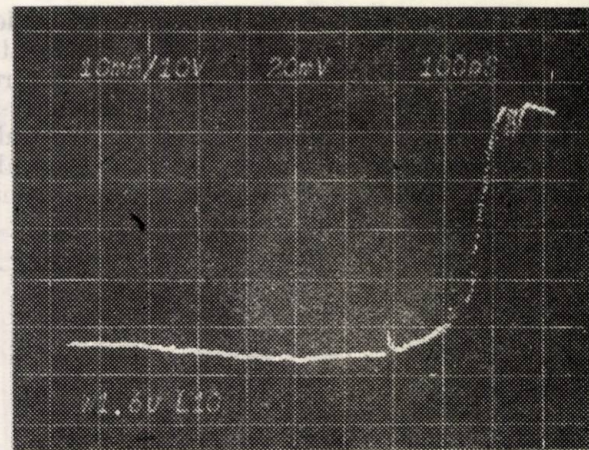
Se remarcă performanțele cu totul deosebite ale dispozitivelor din lotul 10 care prezintă un timp de tranziție de circa 100 ps. Dispozitivele din acest lot au tensiunea de străpungere de 37 V, fiind practic pătrunse la zero volți (capacitatea joncțiunii este de 0,65 pF). La dispozitivele din lotul 8, realizate pe profil suprapus (redistribuiția substratului se „întindește” cu difuzia p^+) se observă rotunjirea caracteristicii de tranziție, fenomen tipic acestui tip de profil [4]; măsurători efectuate la

curent mai mare au dovedit accentuarea rotunjirii caracteristicii de tranziție.

În tabelul 2 sînt prezentate comparativ rezultatele calculelelor efectuate în baza rela-



a



b

Fig. 7.a. Caracteristica de comutație a dispozitivelor din lotul 10 : 1 diviziune orizontală = 1 ns ; 1 diviziune verticală = 20 mA.

Fig. 7.b. Caracteristica de tranziție a dispozitivelor din lotul 10 : 1 diviziune orizontală = 100 ps ; 1 diviziune verticală = 2 V.

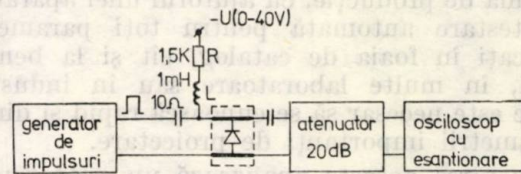


Fig. 8. Montaj de măsură pentru timpul de tranziție.

țiilor prezentate în lucrare și rezultatele măsurătorilor de sarcină stocată, timp de stocare și timp de tranziție pentru dispozitivele din loturile 8, 9 și respectiv 10.

Se observă concordanța foarte bună între rezultatele calculate și cele experimentale. Se remarcă, totuși, că pentru valori foarte mari ale pulsului invers, pentru care $I_R/I_F > 25$,

Tabelul 2

Lot	Sarcină stocată, pC		Timp de stocare, ns		τ_L , ns		Timp de tranziție, ps		Timp de tranziție, ps
	calc	măș	$I_F = 10 \text{ mA}$ $I_R = 100 \text{ mA}$		$I_F = 10 \text{ mA}$		$I_F = 10 \text{ mA}$ $V_R = 10 \text{ V}$ 0 — 100 %		$I_F = 10 \text{ mA}$ $V_R = 10 \text{ V}$ 20 — 80 %
			C	M	C	M	C	M	Măsurat
8	505	480	5,2	4,7	50	48	214	200	135
9	250	220	2,7	2,5	25	22	285	300	200
10	305	280	3	3,05	30	28	180	190	100

relațiile (13) și (14) care dau distribuțiile de purtători la sfârșitul perioadei de stocare, nu mai sînt valabile. În acest caz se impune rezolvarea ecuației cu derivate parțiale care descrie perioada de stocare, în aproximația constantei în timp a cimpului electric. Aceasta va constitui obiectivul unei alte lucrări.

Concluzii

Metoda de evaluare analitică a distribuției de purtători minoritari și a sarcinii stocate pentru diodele $p^+n^-n^+$ cu bază subțire pentru cazul unui profil arbitrar de impurități s-a dovedit a fi în excelentă concordanță cu rezultatele experimentale. Timpii de tranziție calculați s-au dovedit a fi, de asemenea, în bună concordanță cu cei măsurați.

Se mai remarcă realizarea unor diode cu revenire în treaptă (SRD), avînd timpi de tranziție $< 100 \text{ ps}$, ceea ce permite utilizarea lor pentru obținerea pe semnale în banda X .

Bibliografie

- [1] Moll, J.L., Krakauer, S., Shen, R. Proc. IRE, vol. 50 1962, p. 43—53.
- [2] Benda, H., Spence, E. Proc. IEEE, vol. 55, 1967, p. 1331—1355.
- [3] Moll, J.L., Hamilton, S.A. Proc. IEEE, vol. 57, 1969, p. 1950—1959.
- [4] Varshney, R.C., Roulston, D.J. SSE, vol. 14, 1971, p. 735—745.
- [5] Kurata, M. IEEE — Trans on El. Devices, vol. ED-19 1972, p. 1207—1215.
- [6] Garver, R.V. Microwave Journal, vol. 21, 1978, p. 53.

CZ 621.38

AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL
MĂSURĂTORI
CIRCUITE INTEGRATE

Minitester pentru amplificatoare operaționale integrate

ALEXANDRU SUCITU, GHEORGHE SUCITU* — BUCUREȘTI

Folosirea cu mult succes a amplificatoarelor operaționale integrate în diverse aplicații electronice a ridicat problema măsurării lor, atît în linia de producție, cu ajutorul unei aparaturi de testare automată pentru toți parametrii indicați în foaia de catalog, cît și la beneficiari, în multe laboratoare sau în industrie unde este necesar să se cunoască rapid și direct parametrii importanți de proiectare.

Lucrarea aceasta analizează un aparat pentru măsurarea principalilor parametri ai amplificatoarelor operaționale integrate produse în țară: ROB 709, μA 741 și ROB 101 (LM 101); parametrii de curent continuu măsurați sînt: tensiunea de decalaj la intrare V_{IOS} (input offset voltage = V_{off}), curentul de decalaj la intrare I_{IOS} (input offset current = I_{off}), cu-

rentul mediu de polarizare I_{IP} (input current = I_{IB}) și parametrii dinamici: amplificarea în buclă deschisă A_0 și factorul de rejecție de mod comun $CMRR$.

Pentru fiecare din aceste tipuri de A.O. este prevăzut un cap de test care conține în interior elementele de compensare specifice fiecărui A.O., precum și tipul de soclu adecvat pentru capsula TO 99 sau TO 116 (dual in line).

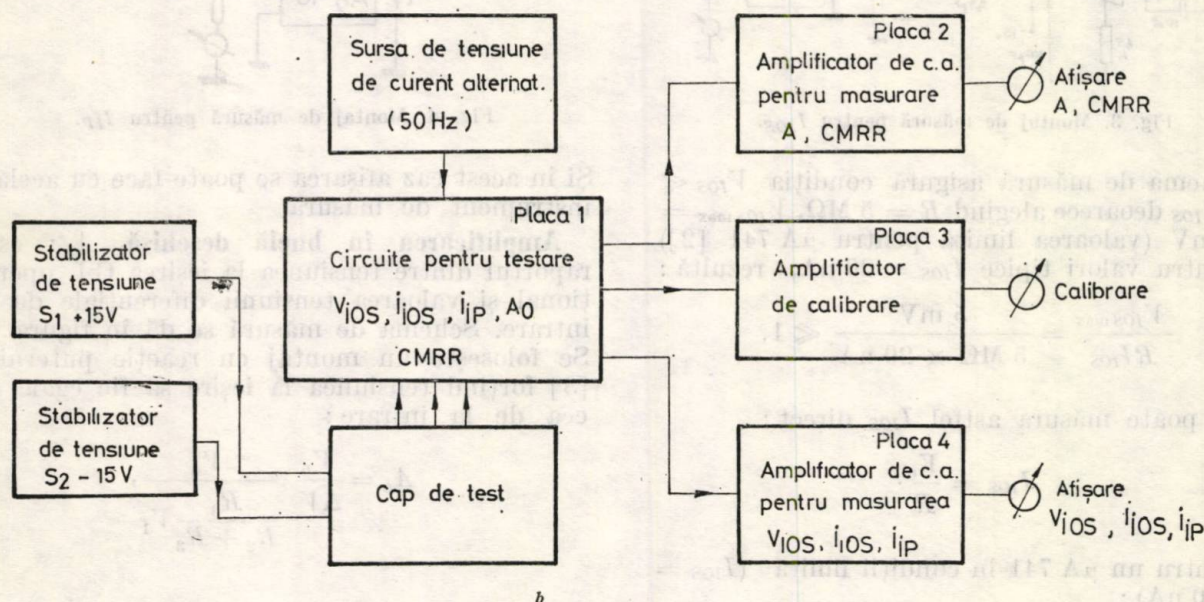
Capul de test este introdus în aparatul de măsură obținîndu-se alimentarea în curent continuu a C.I. de măsurat, de la două stabilizatoare de tensiune S_1, S_2 (+15 V; -15 V), realizate fiecare cu un C.I. de tipul μA 723. Aparatul conține 4 plăci de montaj: placa nr. 1 cu sursele de alimentare S_1, S_2 , cablajul de măsură și elementele pentru etalonare și placa nr. 2, cu un amplificator de măsură pentru testarea și afișarea parametrilor A_0 și $CMRR$; placa nr. 3, care conține un amplificator de

*Autorii sînt cercetători științifici la ICCE—București.

calibrare și placa nr. 4 cu un amplificator de citire de impedanță mare de intrare și aparatul de afișare pentru parametrii statici V_{IOS} , I_{IOS} , I_{IP} , (fig. 1).



a



b

Fig. 1 a. Minitester pentru amplificatoare operaționale integrate.

Fig. 1 b. Schema bloc a testeurului.

S-a căutat să se găsească metode de măsură rapide și cu o afișare directă a parametrului de măsură, realizând un aparat compact, care se remarcă prin consum mic, preț redus, rivalizând cu minitesterile unor firme ca : Rhode—Schwarz, Metrix [1].

Primii parametri care se măsoară sînt cei de curent continuu.

Tensiunea de decalaj la intrare V_{IOS}

V_{IOS} este tensiunea continuă care trebuie aplicată la intrarea amplificatorului operațional integrat pentru a obține la ieșire o tensiune nulă ($V_0 = 0$). Metoda de măsură folosește schema din figura 2, unde s-a montat C.I. de măsură într-o buclă cu reacție. Tensiunea V_{IOS} care apare datorită nesimetriei elementelor etajului diferențial de la intrarea

C.I., produce după amplificare o tensiune de decalaj la ieșire V_0 . Rezistențele R_2 și R_3 se aleg de valori mici ($R_2 = 50 \Omega$; $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 R_2} = 49 \Omega$), pentru a evita apariția unei tensiuni de decalaj, datorită curentului de offset de la intrarea A.O. Pentru montajul cu reacție din figura 2 se poate scrie relația :

$$A \approx \frac{V_{IOS}}{V_0} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{5 \text{ K}\Omega}{50 \Omega} = 100, \quad (1)$$

rezultă că :

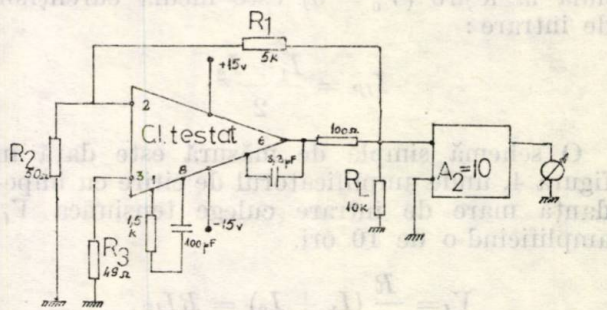
$$V_{IOS} = \frac{V_0}{100}.$$

Dacă se consideră că tensiunea de decalaj de la intrare, V_{IOS} , este cel mult 10 mV, se va

obține o tensiune maximă pe rezistența de sarcină $R_L = 10 \text{ K}\Omega$:

$$V_{IOS \text{ max}} = 100 \times 10 \text{ mV} = 1 \text{ V}.$$

Pentru o afișare corectă este necesar un amplificator de citire cu CI $\mu\text{A} 741$ în buclă de reacție, cu amplificare totală de $A_2 = 10$.

Fig. 2. Montaj de măsură pentru V_{IOS} .

Tensiunea de decalaj la ieșire a acestui amplificator de citire este compensată cu ajutorul unui potențiometrul de precizie. Se asigură astfel o afișare corectă a lui V_{IOS} în două domenii de măsură cu ajutorul unui comutator.

Curentul de decalaj la intrare I_{IOS}

I_{IOS} , pentru un C.I. cu intrarea simetrică, este diferența între curenții la intrare, pentru o tensiune specificată la ieșire. Din figura 3 rezultă că:

$$I_{IOS} = I_1 - I_2.$$

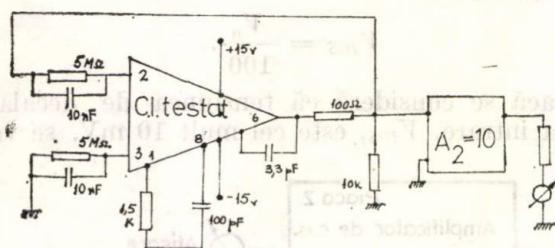


Fig. 3. Montaj de măsură pentru I_{IOS} .

Schema de măsură asigură condiția $V_{IOS} \ll \ll RI_{IOS}$ deoarece alegând $R = 5 \text{ M}\Omega$, $V_{IOS \text{ max}} = 5 \text{ mV}$ (valoarea limită pentru $\mu\text{A} 741$ [2]) și pentru valori tipice $I_{IOS} = 20 \text{ nA}$, rezultă:

$$\frac{V_{IOS \text{ max}}}{RI_{IOS}} = \frac{5 \text{ mV}}{5 \text{ M}\Omega \times 20 \text{ nA}} \ll 1.$$

Se poate măsura astfel I_{IOS} direct:

$$I_{IOS} = \frac{V_0}{R}.$$

Pentru un $\mu\text{A} 741$ în condiții limită ($I_{IOS} = 200 \text{ nA}$):

$$V_0 = RI_{IOS} = 5 \text{ M}\Omega \times 0,2 \mu\text{A} = 1 \text{ V}.$$

Folosind amplificatorul de citire, se obține la ieșire o tensiune continuă de $V_2 = 1 \text{ V} \times \times 10 = 10 \text{ V}$ în același domeniu de măsură ca și pentru V_{IOS} , afișarea făcându-se cu același instrument.

Curentul de polarizare I_{IP} pentru tensiune nulă la ieșire ($V_0 = 0$) este media curenților de intrare:

$$I_{IP} = \frac{I_1 + I_2}{2}.$$

O schemă simplă de măsură este dată în figura 4, unde amplificatorul de citire cu impedanță mare de intrare culege tensiunea V_i , amplificând-o de 10 ori.

$$V_i = \frac{R}{2} (I_1 + I_2) = RI_{IP}.$$

Considerind $I_{IP \text{ max}} = 1 \mu\text{A}$ și alegind $R = 1 \text{ M}\Omega$ se obține:

$$V_i = 1 \text{ M}\Omega \cdot 1 \mu\text{A} = 1 \text{ V},$$

$$V_2 = V_i \times 10 = 10 \text{ V}.$$

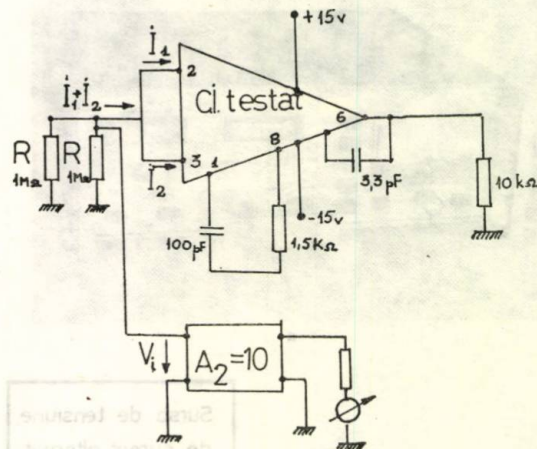


Fig. 4. Montaj de măsură pentru I_{IP} .

Și în acest caz afișarea se poate face cu același instrument de măsură.

Amplificarea în buclă deschisă A_0 : este raportul dintre tensiunea la ieșirea C.I. operațional și valoarea tensiunii diferențiale de la intrare. Schema de măsură se dă în figura 5. Se folosește un montaj cu reacție puternică [3] forțând tensiunea la ieșire să fie egală cu cea de la intrare:

$$A_0 = \frac{V_0}{\Delta V} = \frac{V_0}{\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_1},$$

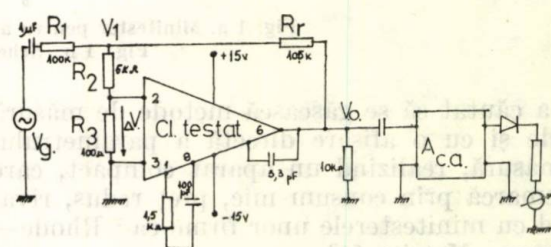


Fig. 5. Montaj de măsură pentru A_0 .

Alegând $R_2 = 5 \text{ K}\Omega$, $R_3 = 100 \Omega$; rezultă:

$$A_0 = \frac{V_0}{V_1}. \quad (2)$$

Măsurarea lui A_0 se face după ce s-au citit parametrii V_{IOS} , înlăturându-se din testare C.I. cu valori peste limita din foaia de catalog. Pentru A_0 , se face o măsurare în curent alternativ la o frecvență de 50 Hz, pentru ca ten-

siunea de ieșire să nu depindă de tensiunea continuă de decalaj.

Tensiunea maximă continuă ce poate să apară la ieșire este, de exemplu, pentru $\mu A 741$ ($V_{IOS\ max} = 5\ mV$), ținând seama că în curent continuu există o reacție ($R_F = R_r + R_2 = 100\ K\Omega + 5\ K\Omega = 105\ K\Omega$):

$$A_{cc} = \frac{R_F}{R_3} = \frac{105 \times 10^3}{100} = 1\ 050,$$

deci, tensiunea în curent continuu este $V_0 = 5 \cdot 10^{-3}\ V \times 1\ 050 = 5,25\ V$.

Amplitudinea maximă în c.a. la ieșire, V_0 , după cum se va vedea mai jos, este maxim: $V_{0\ max} = 6\ V$. Rezultă, deci, că nu se depășește excursia maximă de tensiune la ieșire (output voltage swing), care este pentru $\mu A 741$ de minim 12 V. Din relația (2) și din figura 5 se observă că tensiunea la generator, V_G datorită reacției este:

$$V_G = V_0 = \frac{V_1}{50} A_0.$$

Asigurind o etalonare înaintea măsurării A_0 , în așa fel încît V_1 să aibă aceeași valoare pentru fiecare CI care se testează, ceea ce se obține prin variația generatorului V_G , și măsurind V_0 se obține o indicație proporțională cu valoarea amplificării pe buclă închisă A_0 .

$$V_0 = K A_0, \text{ unde } K = \frac{V_1}{50}\ mV.$$

Alegînd o amplitudine $V_1 = 3\ mV$ și o amplificare de 250 pentru „amplificatorul de c.a.” (plăcuța nr. 4) se poate face ușor etalonarea pentru $V_1 = \text{const.}$ pe un aparat de măsură, reglînd V_G pentru a obține aceeași indicație V_1 , pe aparatul de măsură:

$$K = \frac{3}{50} = 0,06\ mV.$$

Amplificarea maximă ce se poate măsura, fiind impusă ($A_{0\ max} = 10^5$), rezultă amplitudinea maximă la ieșire:

$$V_{0\ max} = K A_{0\ max} = 0,06 \times 10 \times 10^5 = 6\ V.$$

Măsurarea se face începînd cu scara cea mai mare, în două game, cu ajutorul unui comutator. Această metodă de măsură este originală fiind mai bună față de alte scheme de măsură [4, 5].

Factorul de rejecție de mod comun $CMRR$

(Common Mode Rejection Ratio)

$CMRR$ este raportul dintre amplificarea diferențială pe buclă deschisă A_0 și amplificarea de mod comun.

Metoda de măsură se vede în figura 6, iar din analiza montajului rezultă că $CMRR$ este [5]:

$$CMRR = \frac{R_F}{r} \cdot \frac{E_{CM}}{V_0}.$$

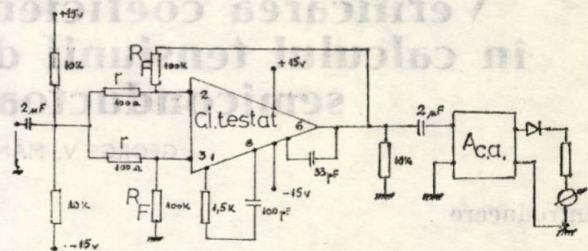


Fig. 6. Montaj de măsură pentru $CMRR$.

Avînd o plajă de măsură între $60 \div 120\ dB$ și alegînd $R_F = 100\ K\Omega$, $r = 100\ \Omega$ și $E_{CM} = 4\ V$ rezultă:

$\frac{R_F}{r} = 10^3$, iar pentru $CMRR = 120\ dB$ rezultă:

$$V_0 = \frac{E_{CM}}{10^3} = 4\ mV.$$

Gama de măsură fiind foarte largă, s-au realizat două scări de măsură: $60\ dB \div 100\ dB$ și $80\ dB \div 120\ dB$. În ambele cazuri se folosește amplificatorul de măsură cu o amplificare $A_1 = 2,5$ pentru prima gamă și $A_2 = 25$ pentru a doua gamă; problema tensiunii de decalaj la ieșirea CI de măsură, este aceeași ca și la măsurarea lui A_0 .

Concluzii

Realizarea minitesterului pentru măsurarea C.I. operaționale în cadrul CCSITS sub o formă compactă, realizarea mai multor capete de test pentru diverse CI operaționale, folosirea unei metode de testare cu citire directă face ca acest aparat să-și găsească o largă aplicație în domeniul industrial și de cercetare. Aparatul a fost solicitat pe scară largă la I. P. București, I. P. Iași, I. P. Cluj și Institutul de Biologie — București.

Termeni prescurțați

- A.O. — amplificator operațional;
- C.I. — circuit integrat;
- V_{IOS} — tensiunea de decalaj la intrare;
- I_{IOS} — curentul de decalaj la intrare;
- I_{IP} — curentul mediu de polarizare;
- A_0 — amplificarea în buclă deschisă;
- $CMRR$ — factorul de rejecție de mod comun.

Bibliografie

- [1] Rohde Schwarz — Semitest IV Manual de utilizare.
- [2] Fairchild „Linear Data Catalog”.
- [3] Vătășescu, A., Circu, T., Gheorghiu, V. „Dispozitive semiconductoare” — Editura Tehnică, 1975.
- [4] Documente CEI 47 A.
- [5] Tobey, G.E., Jerald G. Graeme. „Operational amplifiers design and application”. Mc. Graw Hill, Company, 1971.

CZ 621.3.015.51:621.38

JONCTIUNI SEMICONDUCTOARE PLANE
TENSIUNE DE STRĂPUNGERE
COEFICIENȚI DE IONIZARE

Verificarea coeficienților de ionizare folosiți în calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu

GEORGE V. MÂNDUȚEANU * — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru calculul tensiunii de străpungere la o joncțiune plană se folosește următoarea condiție de străpungere:

$$1 = \int_0^w \alpha_p e^{\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx'} dx. \quad (1)$$

În această relație w este lărgimea regiunii de sarcină spațială la străpungere, α_n și α_p sînt coeficienți de ionizare pentru electroni, respectiv pentru goluri, de forma:

$$\alpha_n = \alpha_{n00} e^{-\frac{b_n}{E}}, \quad (2)$$

$$\alpha_p = \alpha_{p00} e^{-\frac{b_p}{E}}, \quad (3)$$

unde E este cîmpul electric.

Autorii [1, 2, 3, 4], care au determinat mărimile α_n și α_p au găsit pentru acestea valori diferite (anexa 1). În funcție de aceste valori, din relația (1) în condițiile aceluiași profil de impurități se obțin valori diferite pentru w , deci pentru cîmpul electric E și pentru tensiunea de străpungere V_B .

Deoarece valorile tensiunilor de străpungere calculate cu diferiți coeficienți de ionizare diferă între ele (fig. 1, 2, 3, 4) alegerea unor anumiți coeficienți este importantă, iar interesul de a determina coeficienții care pot fi folosiți în practică în condiții date este justificat.

Condiții experimentale

S-au făcut diode cu Si cu grosimi între 150 μ și 400 μ avînd aceeași rezistivitate și cu aceleași adîncimi de joncțiuni și s-a măsurat variația tensiunii de străpungere cu grosimea regiunii nedifuzate.

Pentru obținerea structurilor de diode s-a pornit de la plachete de Si WACKER, tip p , $\varnothing = 38$ mm, $\rho = 220 \div 250 \Omega \text{cm}$ măsurată cu rezistivimetrul cu 4 puncte, tip VEECO model EPP-100.

* Mănduțeanu, G.V. este inginer la I.P.R.S.—Băneasa.

Tehnologia de difuzie a fost următoarea: predifuzie fosfor din sursă POCl_3 la 1180°C, 1 oră, rodare o față la 150, 200, 250, 300, 350, 400 μ , pensulare B_2O_3 și difuzie la 1255°C, 16 ore.

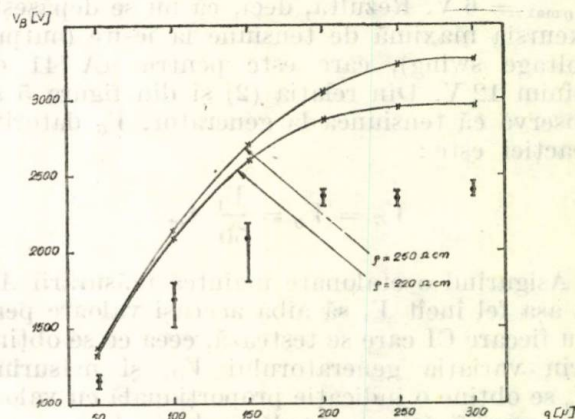


Fig. 1. Variația tensiunii de străpungere V_B cu grosimea stratului nedifuzat, g : coeficienți LEE [1] (x) și valori experimentale (•).

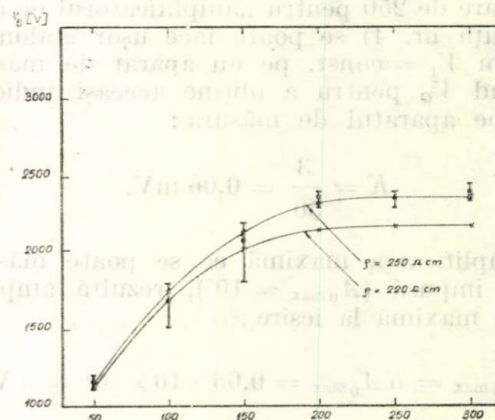


Fig. 2. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu grosimea stratului nedifuzat, g : coeficienți OVERSTRAETEN [2] (x) și valori experimentale (•).

Măsurarea adîncimilor joncțiunilor s-a făcut prin metoda șlefuirii plachetei la un unghi de 5° și revelarea straturilor difuzate cu HF. Adîncimile joncțiunilor au fost 50 $\div$ 55 μ .

Din plachetele astfel obținute s-au făcut în continuare diode de două tipuri: în capsulă de plastic, F 126 și în capsulă de metal, DO13.

Pentru capsula F 126 plachetele s-au decupat la $1,2 \times 1,2$ mm, cu discul diamantat, s-au corodat în soluție de acizi și s-au pasivat cu rășină siliconică.

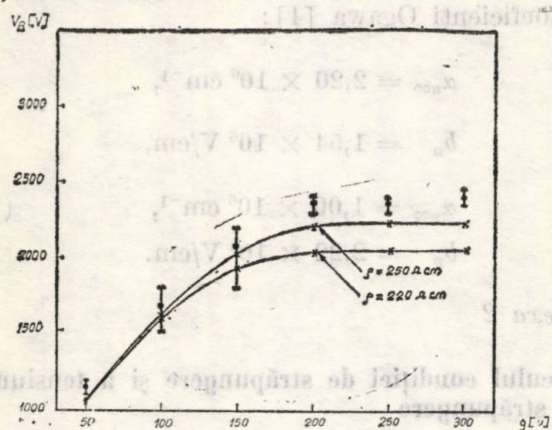


Fig. 3. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu grosimea stratului nedifuzat, g : coeficienți GRANT [3] (x) și valori experimentale (·).

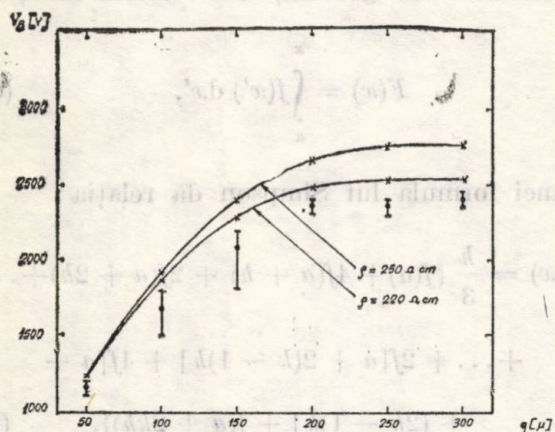


Fig. 4. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu grosimea stratului nedifuzat, g : coeficienți OGAWA [4] (x) și valori experimentale (·).

Pentru capsula DO 13 s-a folosit decupare chimică în hexagon, cu latura de 1 mm, corodare în soluție de acizi și pasivare cu rășină siliconică.

Rezultate și discuții

Rezultatele măsurătorilor sînt prezentate în figurile 1 ÷ 4. Tensiunile de străpungere au fost cuprinse între limitele indicate, avînd media valorilor în punctul marcat. S-au considerat numai caracteristicile de tip „tare”, unde, de la 10 μ A la 200 μ A, tensiunea, practic, nu variază. Restul caracteristicilor s-au considerat defecte. Măsurătorile s-au făcut la 25°C cu ajutorul unui diodoscop „U” tip AGELEC.

Nu au apărut diferențe în distribuția valorilor de tensiune pentru cele două tipuri de diode.

Tot în figura 1 ÷ 4 s-au reprezentat și tensiunile de străpungere obținute cu ajutorul

calculatoarelor pentru diferiți coeficienți de ionizare. În calcule s-a folosit următoarea geometrie verticală:

— grosimea structurii între 150 μ și 400 μ cu pasul 50 μ ;

— concentrația de bază corespunzătoare rezistivităților $\rho_p = 220 \Omega\text{cm}$ și $\rho_p = 250 \Omega\text{cm}$, conform curbelor lui Irvin;

— adîncimile joncțiunilor $x_{jn} = x_{jp} = 50 \mu$;

— concentrațiile de suprafață $C_{sn} = C_{sp} = 10^{20} \text{cm}^{-3}$;

— distribuție Gauss.

Modul de calcul este prezentat în anexa 2.

Se observă că valorile determinate experimental verifică domeniul de tensiuni calculat cu ajutorul coeficienților Overstraeten. Pentru a vedea cit de bine verifică, în figura 5 s-a reprezentat procentual abaterea de la valoarea

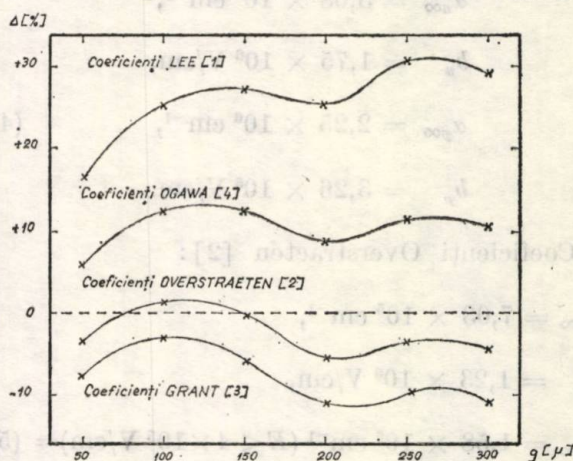


Fig. 5. Abaterea, $\Delta\%$ a tensiunii de străpungere teoretică față de tensiunea de străpungere determinată experimental în funcție de grosimea stratului nedifuzat, g : pentru diferiți coeficienți de ionizare, $\rho_p = 220 \div 250 \Omega\text{cm}$.

medie obținută experimental, a valorii medii obținute prin calcul pentru fiecare tip de coeficient de ionizare în funcție de grosimea stratului nedifuzat. Pentru coeficienții Lee abaterea este între 16 și 30%; pentru coeficienții Ogawa — între 6 și 12,5%; pentru coeficienții Grant între -3 și -10,3% (valorile teoretice sînt mai mici decît cele experimentale), iar pentru coeficienții Overstraeten între -5,4 și +1,5%. Deoarece operațiile de decupare și corodare nu au influențat valorile tensiunilor obținute, rezultă că pentru structurile redresoare plane cu Si se poate caracteriza comportarea în volum, la avalanșă, cu ajutorul coeficienților Overstraeten, cu aproximație de $\pm 5\%$, în condițiile de rezistivitate arătate mai sus.

Concluzii

S-au făcut experiențe pentru a determina care dintre cei 4 coeficienți de ionizare [1, 2, 3, 4], folosiți pentru calculul tensiunii de străpungere verifică cel mai bine valorile tensiuni.

nilor de străpungere obținute experimental. Experiențele s-au făcut folosind Si WACKER tip p , $\rho = 220 \div 250 \Omega \text{ cm}$, din care s-au realizat diode redresoare prin tehnologie MESA. Diodele au avut aceleași adâncimi de difuzie $x_{jn} = x_{jp} = 50 \mu$, dar grosimea stratului nedifuzat a fost între 50μ și 300μ . Rezultatele arată că folosind coeficienții de ionizare Overstraeten [2], valorile obținute prin calcul diferă numai cu $\pm 5\%$ de valorile obținute experimental în condițiile date.

Anexa 1

Coeficienții de ionizare folosiți

Coeficienți Lee [1]:

$$\begin{aligned}\alpha_{n\infty} &= 3,08 \times 10^6 \text{ cm}^{-1}, \\ b_n &= 1,75 \times 10^6 \text{ V/cm}, \\ \alpha_{p\infty} &= 2,25 \times 10^6 \text{ cm}^{-1}, \\ b_p &= 3,26 \times 10^6 \text{ V/cm}.\end{aligned}\quad (4)$$

Coeficienți Overstraeten [2]:

$$\begin{aligned}\alpha_{n\infty} &= 7,03 \times 10^5 \text{ cm}^{-1}, \\ b_n &= 1,23 \times 10^6 \text{ V/cm}, \\ \alpha_{p\infty} &= 1,58 \times 10^6 \text{ cm}^{-1} (E < 4 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 6,71 \times 10^5 \text{ cm}^{-1} (4 \times 10^5 \text{ V/cm} < E), \\ b_p &= 2,03 \times 10^6 \text{ V/cm} (E < 4 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 1,69 \times 10^6 \text{ V/cm} (4 \times 10^5 \text{ V/cm} < E).\end{aligned}\quad (5)$$

Coeficienți Grant [3]:

$$\begin{aligned}\alpha_{n\infty} &= 2,60 \times 10^6 \text{ cm}^{-1} (E < 2,4 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 6,20 \times 10^5 \text{ cm}^{-1} (2,4 \times 10^5 \text{ V/cm} < \\ &< E < 5,3 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 5,00 \times 10^5 \text{ cm}^{-1} (5,3 \times 10^5 \text{ V/cm} < E), \\ b_n &= 1,43 \times 10^6 \text{ V/cm} (E < 2,4 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 1,08 \times 10^6 \text{ V/cm} (2,4 \times 10^5 \text{ V/cm} < \\ &< E < 5,3 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 0,99 \times 10^6 \text{ V/cm} (5,3 \times 10^5 \text{ V/cm} < E), \\ \alpha_{p\infty} &= 2,60 \times 10^6 \text{ cm}^{-1} (E < 5,3 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 5,60 \times 10^5 \text{ cm}^{-1} (5,3 \times 10^5 \text{ V/cm} < E),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}b_p &= 1,97 \times 10^6 \text{ V/cm} (E < 5,3 \times 10^5 \text{ V/cm}) = \\ &= 1,32 \times 10^6 \text{ V/cm} (5,3 \times 10^5 \text{ V/cm} < E).\end{aligned}$$

Coeficienți Ogawa [4]:

$$\begin{aligned}\alpha_{n\infty} &= 2,20 \times 10^6 \text{ cm}^{-1}, \\ b_n &= 1,54 \times 10^6 \text{ V/cm}, \\ \alpha_{p\infty} &= 1,00 \times 10^6 \text{ cm}^{-1}, \\ b_p &= 2,22 \times 10^6 \text{ V/cm}.\end{aligned}\quad (7)$$

Anexa 2

Calculul condiției de străpungere și a tensiunii de străpungere

Pentru calculul relației (1) s-a folosit metoda lui Simpson de integrare numerică într-o formă modificată. În general, dacă există funcția:

$$F(x) = \int_a^x f(x') dx', \quad (8)$$

atunci formula lui Simpson dă relația:

$$\begin{aligned}F_k(x) &= \frac{h}{3} \{f(a) + 4f(a+h) + 2f(a+2h) + \dots \\ &+ \dots + 2f[a + 2(k-1)h] + 4f[a + \\ &+ (2k-1)h] + f(a+2kh)\},\end{aligned}\quad (9)$$

unde:

$$h = \frac{x-a}{2k}. \quad (10)$$

În mod analog:

$$\begin{aligned}F_{k+1}(x+2h) &= \frac{h}{3} \{f(a) + 4f(a+h) + 2f(a+ \\ &+ 2h) + \dots + 2f[a + 2(k-1)h] + \\ &+ 4f[a + (2k-1)h] + 2f(a+2kh) + \\ &+ 4f[a + (2k+1)h] + f[a + 2(k+1)h]\} = \\ &= F_k(x) + \frac{h}{3} \{f(a+2kh) + 4f[a + (2k+1)h] + \\ &+ f[a + 2(k+1)h]\}.\end{aligned}\quad (11)$$

Păstrînd numai indicii, relația de mai sus se scrie:

$$F_{k+1} = F_k + \frac{h}{3} [f_{2k} + 4f_{2k+1} + f_{2(k+1)}]. \quad (12)$$

Aceasta este formula funcției de integrare folosită în calcul.

Așa cum se vede din relațiile de mai sus, funcția de integrat are de două ori mai multe puncte decât funcția integrală. Deoarece în relația (1) câmpul electric E are forma:

$$E(x) = \frac{q}{\epsilon_s \epsilon_0} \int_0^x \rho(x') dx', \quad (13)$$

unde $\rho(x)$ este densitatea de sarcini fixe, rezultă că sînt 3 nivele de integrare, adică funcția primară de integrat, $\rho(x)$, va avea de 2³ ori mai multe puncte decât funcția integrală finală.

Deoarece variația distribuției de sarcină este foarte diferită în cele două regiuni, cea difuzată și cea de bază, s-au calculat două valori pentru h :

$$h_1 = \frac{w_u}{4n}, \quad (14)$$

$$h_2 = \frac{w - w_u}{4n}, \quad (15)$$

unde w_u este extinderea regiunii de sarcină spațială în regiunea puternic dopată și w este extinderea întregii regiuni de sarcină spațială.

Calcululele au fost făcute pentru $n = 50$. S-au făcut și calcule pentru $n = 100$ și 300 și valorile obținute au diferit cu $\pm 1\%$ însă timpul de calcul a fost mai lung. Calculul unei tensiuni de străpungere durează în jur de 10'' pe calculatorul FELIX 256.

Pentru calculul tensiunii de străpungere s-a folosit relația:

$$V_B = \int_0^w E(x) dx, \quad (16)$$

unde w este lărgimea regiunii de sarcină spațială determinată din rezolvarea ecuației (1), iar $E(x)$ are expresia dată de relația (13).

Bibliografie

- [1] Lee, C.A., Logan, R.A., Baldorf, R.A., Kleimack, J.J. and Weigman, W. Ionization Rates of Holes and Electrons in Silicon. In: Phys. Rev., Vol. 134, May 4, 1964, p. A 761 - A 773.
- [2] Van Overstraeten R. and De Man, H. Measurement of the Ionization Rates in Diffused Silicon p-n Junctions. In: Solid State Electron, Vol. 13, May 1970, p. 583 - 608.
- [3] Grant, W.N. Electron and Hole Ionization Rates in Epitaxial Silicon at High Electric Fields. In: Solid State Electron. Vol. 16, 1973, p. 1189 - 1203.
- [4] Ogawa, T. Avalanche Breakdown and Multiplication in Silicon p-i-n Junction. In: Japanese J. appl. Phys., Vol. 4, 1965, p. 473 - 484.

CZ 621.314

MICROCOMPRESOR
CONTROLLER REFRESH

Controler de refresh pentru un microcomputer 8080

RELU ROSENBERG, MARIUS HÂNCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Se descrie implementarea unui controler de refresh, destinat memoriei dinamice RAM (conținând circuite TMS 4050, avînd capacitatea de 4 Kxl biți, cu organizarea internă în formula 64 rînduri $\times$ 64 coloane) a unui microcomputer de tip 8080.

S-a utilizat o tehnică de refresh „transparent”, care nu reduce viteza de prelucrare a informației în unitatea centrală, folosind intervalele în care microprocesorul „părăsește” comanda magistralei de adrese, flotîndu-și ieșirile corespunzătoare (prin trecerea lor în starea de mare impedanță).

Modul de lucru

Refacerea informației în celulele memoriei dinamice se realizează efectuînd un ciclu de memorie (în speță, o „citire” falsă, fără ca datele prezente la ieșirea memoriei să fie preluate de către sistem), la fiecare din cele 64 adrese de rînd (date de biții A5-0), la mai puțin de 2 ms.

În prealabil, controlerul de refresh a trimis o cerere de *HOLD* către μP și a primit, din partea acestuia, semnalul de răspuns *HLDA*, care indică faptul că μP -ul își flotează busul de adrese.

Cu referire la schema de principiu din figura 1 se menționează că $V_{3.4.5}$ formează un numărător asincron divizor prin 40, cu tactul dat de $\phi 1$ (prima fază a tactului μP -ului).

* Ing. Rosenberg, R. lucrează la întreprinderea „Electronica” București; Ing. Hîncu, M. este asistent la catedra de dispozitive, circuite și aparate electronice din I.P.B.

Raportul de divizare este corespunzător, avînd în vedere perioada ciclului de numărare care astfel rezultă:

$$40 t_{c(0)} \approx 40 \cdot 500 \text{ ns} = 20 \mu\text{s} < 2 \text{ ms}/64$$

(unde $t_{c(0)}$ este perioada tactului μP -ului), ceea ce asigură încheierea împropățării informației pe toate cele 64 de rînduri înaintea expirării duratei critice de 2 ms.

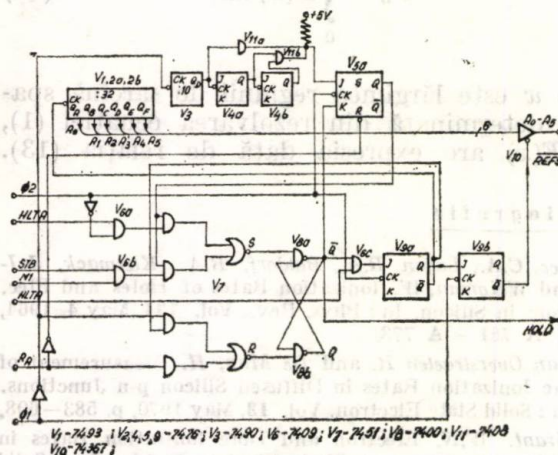


Fig. 1. Schema de principiu a controlerului de refresh.

În momentul în care $Q_{5a} = 1$, se testează, prin intermediul V_6 , registrul de stare al μP

(aflat în controlerul de sistem [1]), pentru a urmări îndeplinirea uneia din condițiile:

— $M1 = 1$ (semnificînd că μP se află în primul ciclu de mașină al unei instrucțiuni, situație în care refresh-ul se va face în starea $T4$ a acestui ciclu, interval în care procesorul își flotează magistralele de date și adrese, fiind ocupat cu operațiuni interne, figura 2);

— $HLTA = 1$ (indicînd că μP se află în starea de *HALT*, cînd refresh-ul se efectuează în a doua stare de *WAIT* ce urmează resetării la zero a numărătorului divizor prin 40, care declanșează ciclul de cerere *HOLD* figura 3).

Se precizează că $STB = SYNC \cdot \overline{O2}$ este semnalul de strobare sincronizat, care încarcă registrul de stare a procesorului, (pe tranziția sa pozitivă).

Dacă rezultatul testului este pozitiv, bistabilul $S-R$ (V_8), a cărui ieșire $\bar{Q}$ se identifică cu cererea de *HOLD*, își schimbă starea, transmițînd $HOLD = 1$ spre μP . Acest bistabil a fost anterior setat de către semnalul R_A , cu durata de aproximativ 100 ms, în timpul ciclului de inițializare ce succede cuplării surselor de alimentare.

Cererea de *HOLD*, care nu trebuie să fie făcută mai tîrziu de starea $T2$ a primului ciclu de mașină al unei instrucțiuni, [2], este recunoscută de către procesor pe primul front pozitiv al $\bar{O1}$, prin emiterea semnalului de acceptare corespunzător $HLDA = 1$.

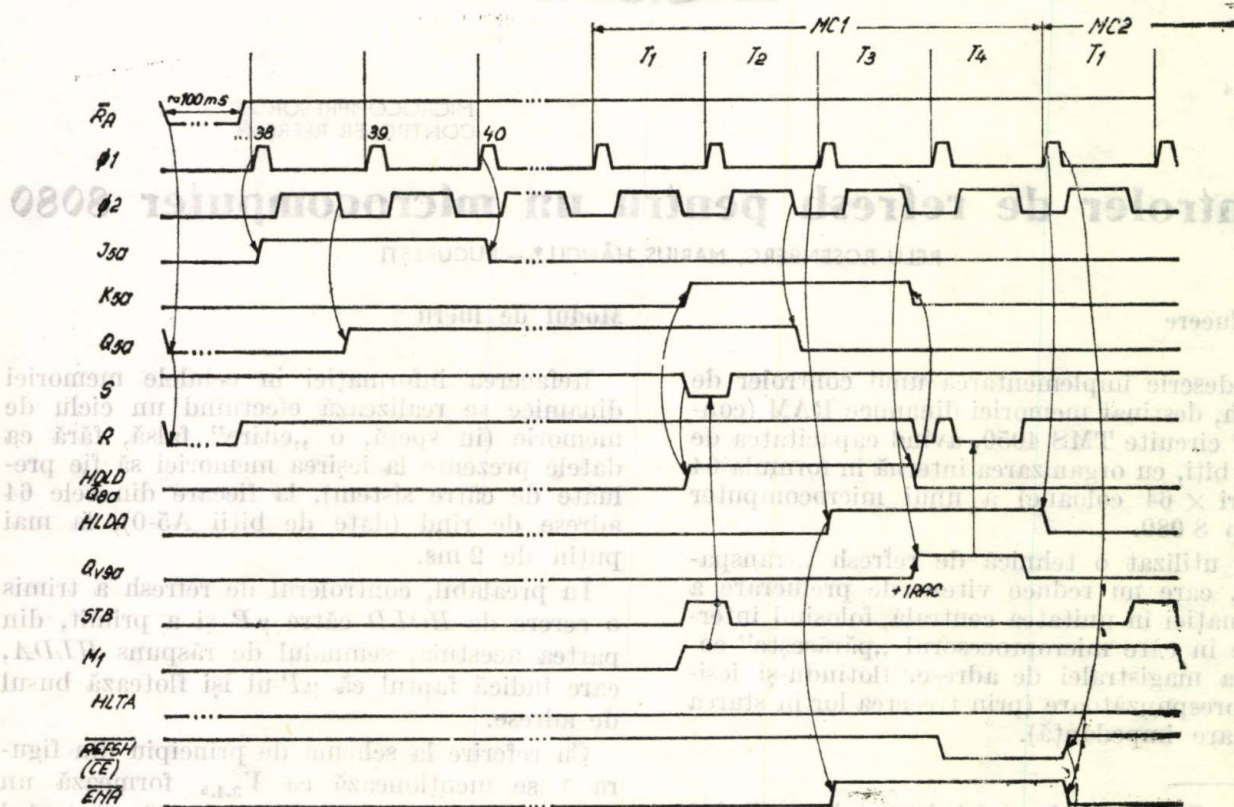


Fig. 2. Operație de refresh la sfîrșitul MCI.

Acest din urmă semnal va termina cererea de *HOLD* înaintea următorului ciclu de mașină (prin intermediul $\bar{Q}_{9a}$, care setează bistabilul $R-S$), astfel încât procesorul nu pierde stări suplimentare pentru realizarea refresh-ului.

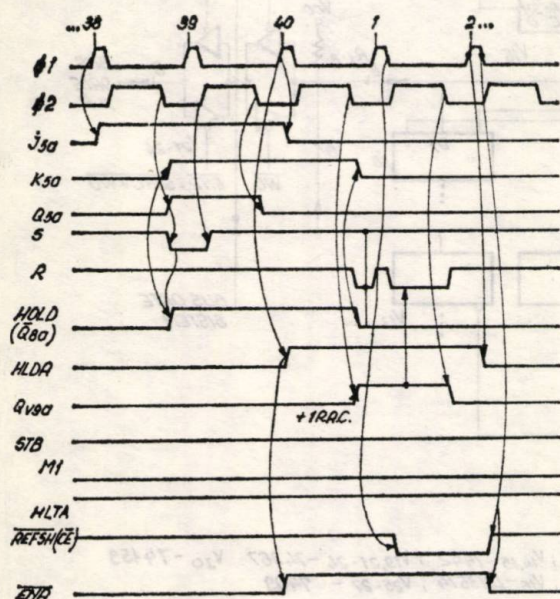


Fig. 3. Operație de refresh în starea *HALT*.

Deoarece $Q_{9a} = 1$, $\bar{Q}_{9a}$ va deveni „0” pe următorul front negativ al $\bar{O}1$; semnalul $\bar{REFSH}$ va deschide separatorul tri-state V_{10} , conectând ieșirea număratorului de refresh ($V_{1,2}$) pe bus-ul de adrese al sistemului, în timp ce semnalul $\bar{ENA}$, generat în controlerul de sistem [1] prin sincronizarea *HLDA* cu $\bar{O}2$, dezactivează bus-ul de adrese al μP (la nivelul separatoarelor tri-state asociate), încât nu apare conflict de magistrală.

Numărătorul de refresh (un numărator binar, divizor prin 64) este incrementat cu 1 înaintea fiecărui impuls $\bar{REFSH} = 0$, astfel încât toate adresele de rinduri sint parcurse într-un interval de $64 \cdot 20 \mu s < 2 \mu s$.

Semnalul de activare a circuitelor de memorie ($CE = 1$) este generat, pe durata $\bar{REFSH} = 0$ de către un translator de nivel *TTL-MOS* (inversor, de tipul DM 3 674).

Bibliografie

- [1] Controler de sistem pentru un microcomputer de 8 biți, Raport de cercetare, contract 432/1978 IPB-IPCUP Ploiești.
- [2] 8 080 Microcomputer System User's Manual, Intel Corp., 1975.
- [3] Microprocessor applications manual, Motorola Sem. Products, Inc., 1975.

CZ 621.314

MICROPROCESOR
CONTROLLER MEMORIE

Controler de memorie pentru un microcomputer 8080

MARIUS HÂNCU, RELU ROSENBERG, ADRIAN MĂNESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Se prezintă o soluție directă, realizată cu circuite *SSI*, pentru generarea semnalelor necesare extragerii și introducerii datelor în memoria (*RAM* și *ROM*) unui microcomputer de 8 biți, de tip 8 080.

Sistemul are în componență 16 kocteți *RAM* (circuite de tipul TMS 4 050, cu organizare 4 Kx1 bit, dinamice) și 16 kocteți *PROM* (memorii de tipul TMS 2 708, cu organizare 1Kx8 biți, reprogramabile). Controlerul de refresh (împrospătare) a memoriei dinamice este prezentat în [1].

Folosind semnalele de control al fluxului de date generate de către microprocesorul 8 080, se obțin semnale derivate adaptate

memoriilor folosite și configurației concrete a sistemului.

Soluția dată a fost verificată, din punctul de vedere al respectării toleranțelor temporale admise în ciclurile de funcționare ale microprocesorului și circuitelor de memorie.

Organizarea și controlul *RAM*

Memoria *RAM* folosită are un timp de acces $t_{a(CE)MAX} = 280 \text{ ns}$, suficient de redus pentru a nu folosi stări de *WAIT* (așteptare) ale μP .

Ansamblul memoriei *RAM* este organizat în 4 rinduri a 4 kocteți fiecare, coloanele corespunzând unui singur bit de date (intrare/ieșire, multiplexată pe un singur pin) al bus-ului $\bar{DO}-7$. Fiecare rind conține 8 circuite TMS 4050 (formindu-se astfel octetul de date), care sint simultan activate ($CE = 1$) și selectate pentru citire ($R/\bar{W} = 1$) sau scriere ($R/\bar{W} = 0$).

Schema de principiu a ansamblului *RAM-PROM*, pe care se fac comentariile, este dată în figura 1. Pentru simplificare, s-a reprezen-

* Ing. Hâncu, M. este asistent la Catedra de dispozitive, circuite și aparate electronice din I.P.B.; Rosenberg, R. este inginer la întreprinderea „Electronica” București, iar Mănescu, A. — inginer la întreprinderea de Calculatoare electronice — București.

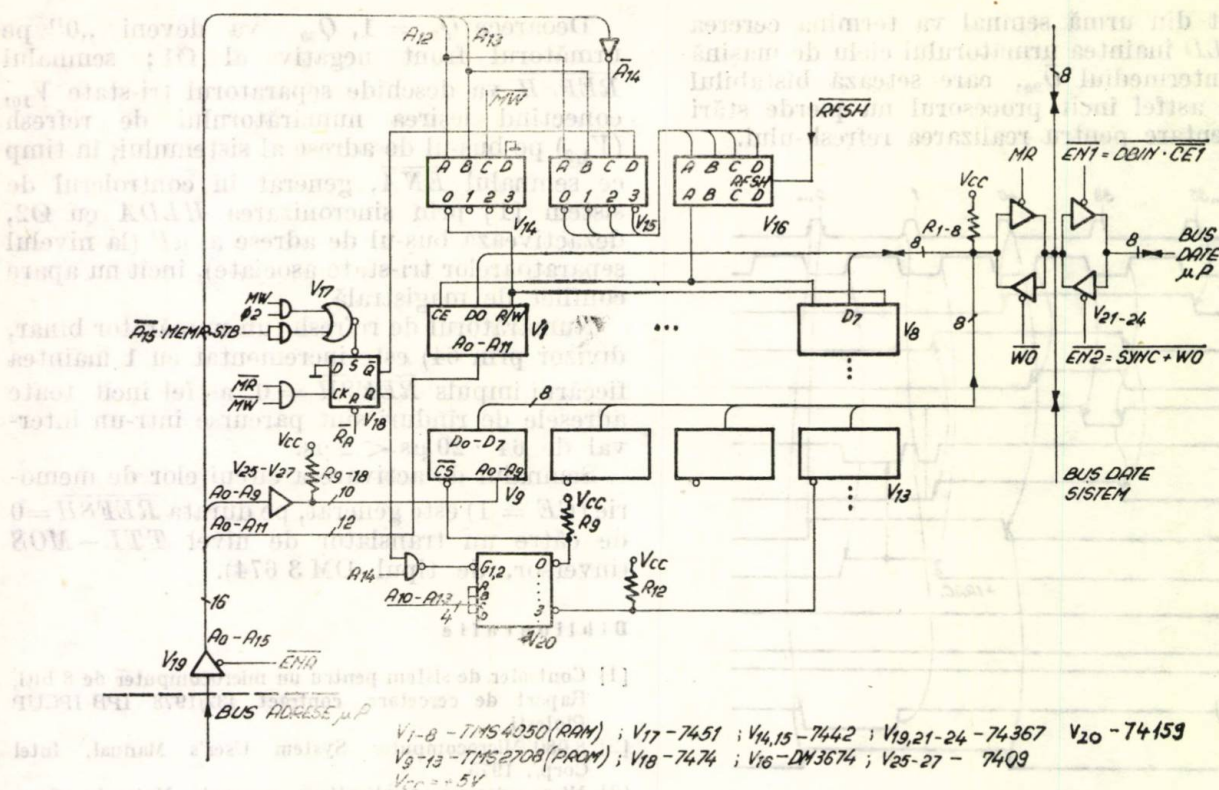


Fig. 1. Organizarea subsistemului de memorie.

tat un singur rînd ($4K \times 8$ biți) de RAM și un singur rînd ($4K \times 8$ biți) de PROM. Semnalele de control $\overline{MR}$, $\overline{MW}$, $\overline{MEMR}$, $\overline{WO}$, $\overline{EN1}$, $\overline{EN2}$, $\overline{ENA}$ se obțin în controlerul de sistem [2], care le sintetizează din semnalele primare generate de μP , presupuse cunoscute (Fig. 2).

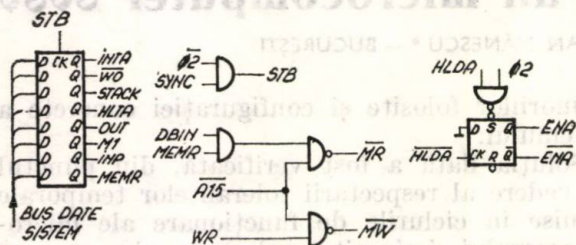


Fig. 2. Sinteză unor semnale de control.

Se menționează că:

- bitul A15 realizează separația între memorie și subsistemele de intrare/ieșire (I/O): $A15 = 0$ activează memoria, iar $A15 = 1$ activează I/O;
- $\overline{ENA}$ este semnalul de deschidere a separatorilor magistralei de adrese, obținut prin sincronizarea semnalului de trecere în starea HOLD a procesorului cu tactul $\phi 2$ al acestuia ([2], fig. 2);
- bitul A14 selectează memoria RAM (primii 16 kocteți din sistem) cu $A14 = 0$ și memoria PROM (următorii 16 kocteți), cu $A14 = 1$ (alocare ce poate fi inversată);

— $\overline{EN1} = \overline{DBIN} \cdot \overline{CEI}$ este semnalul de strobare a datelor spre μP , activ cînd $CEI = 0$ ($CEI = 1$ selectează circuitul multifuncțional TMS 5 501, folosit în sistem ca interfață serială, în subsistemul de generare a întreruperilor etc. [4], care trebuie selectat în contratimp cu memoria, avînd bus-ul de date direct cuplat cu cel al procesorului, fără separatoare);

— $\overline{EN2} = \overline{SYNC} + \overline{WO}$ este semnalul de strobare a datelor dinspre μP spre sistem (pe durata SYNC se prezintă cuvîntul de stare al procesorului, eșantionat ca în figura 2, iar pe durata $\overline{WO}$ se deschide calea pentru date ce vor fi „scrise” în sistem, cu strobarea controlată de μP mai strict, prin $\overline{MW}$).

Decodificatorul V_{15} selectează (în funcție de biții de adresă A12, A13) unul din cele 4 rînduri de RAM, pe care îl activează prin intermediul driverului V_{16} . V_{16} este un translator (cua-duplu, inversor) de nivel TTL-MOS ($CE = 1$ corespunzînd la +12 V).

Semnalul $\overline{RFSH}$ activează ($CE = 1$) întreaga memorie RAM în intervalele în care se efectuează împrăștierea informației (refresh-ul, [1]).

Decodificatorul V_{14} generează semnalul de scriere/citire ($R/\overline{W}$ -comun unui rînd de 4 kocteți). Se menționează că $V_1 - V_8$ formează primul rînd al RAM.

Memoria PROM

Memoriile folosite au un timp de acces $t_{Acc\max} = 450$ ns, care este, de asemenea, suficient de mic pentru a nu folosi starea de WAIT a μP .

Selectarea memoriei active (una din 16, având în vedere organizarea unui chip ca $1K \times 8$ biți) se realizează de către decodificatorul V20, de tip open-collector (necesar datorită $V_{IH} = 3,3$ V, în cazul 2708, ceea ce impune și utilizarea separatoarelor O/C V25 — V27 pe căile de adresă).

Rezistențele $R_1 - R_8$ sînt necesare, respectiv pe fiecare traseu de date DO—D7, avînd în vedere că TMS 4050 are configurația de ieșire de tip „open-drain”; cuplarea pe bus a TMS 2708 este directă, avînd ieșirea de tip „tri-state”.

Verificarea în domeniul timp

Bistabilul V_{18} , resetat de $\bar{R}_A$ (după ce sursele de alimentare au atins un nivel prestabilit) este cel care dirijează temporizarea apariției corespunzătoare a semnalelor de CE și CS ale circuitelor de memorie, în raport cu cele de date și adrese.

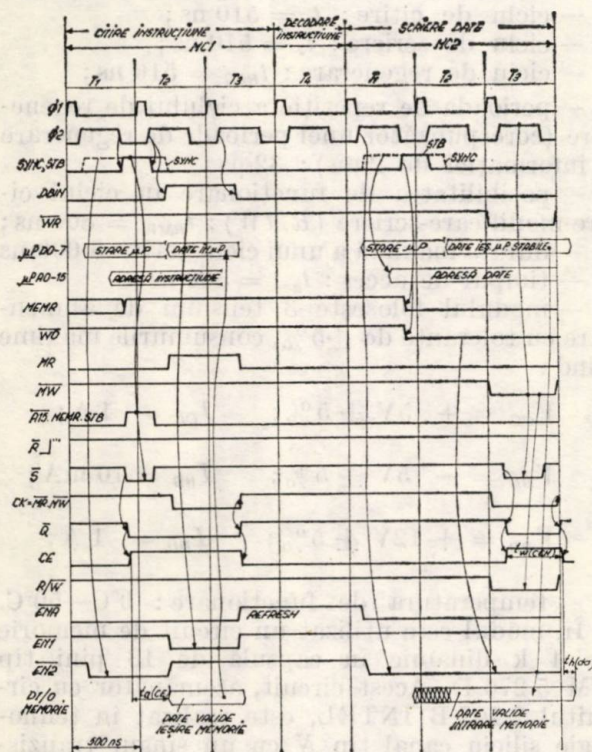


Fig. 3. Cicluri de memorie (instrucțiunea MOV M REG).

Pentru edificare, s-a prezentat executarea unei instrucțiuni de tipul MOV M REG (încărcarea conținutului unui registru intern al μP la o adresă, definită anterior, din memorie).

Primul ciclu de mașină (MC1) corespunde citirii instrucțiunii din memorie („fetch”), în cel de al doilea ciclu (MC2) executîndu-se transferul conținutului registrului la adresa de memorie corespunzătoare.

Remarcăm că μP lucrează la viteza sa maximă, durata unei stări fiind $t_{c(\emptyset)} \approx 500$ ns.

Toate restricțiile de catalog impuse succesiunii semnalelor CE, $R/\bar{W}$, AO—15, DO—7, sînt respectate. Pe figură se exemplifică:

$40 \text{ ns} < t_{h(da)} \approx 100 \text{ ns}$ (menținerea datelor, la scriere, după dezactivare)

$300 \text{ ns} < t_{w(CEH)} \approx 400 \text{ ns}$ (durata minimă a $CE = 1$).

De asemenea, se remarcă plasarea corectă a impulsului de activare, CE, la citire, avînd în vedere timpul de acces al memoriei RAM, $t_{a(CE)\max} \approx 300$ ns și al memoriei PROM, $t_{Acc\max} \approx 450$ ns, astfel ca datele ce ajung la μP să fie stabile.

Comparînd figura 1 cu figura 3, se poate urmări activarea magistralelor de date și adrese, în ciclurile de citire, respectiv de scriere.

Concluzii

S-a prezentat un subsistem de memorie pentru un microcomputer 8080, realizat cu circuite de mare densitate. Controlerul de memorie se remarcă prin simplitate, număr redus de componente și prin tendința de a respecta riguros restricțiile temporale de catalog ale circuitelor.

Ca particularități constructive se menționează realizarea în tehnică „wire-wrap”, pe plăci universale „Augat”, cu dublu plan de masă, cu decuplări îngrijite, care s-au dovedit esențiale, mai ales în lucrul cu memoria dinamică.

Bibliografie

- [1] Rosenberg, R., Hîncu, M. Controler de refresh pentru un microcomputer 8080. In: E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 2, iunie 1980, p.
- [2] Hîncu, M., Mănescu, A. Controler de sistem pentru un microcomputer de 8 biți (Raport cercetare, contract 432/1978 IPB-IPCUP).
- [3] 8080 Microcomputer System User's Manual. Intel Corp., 1975.
- [4] Hîncu, M., Mănescu, A. Subsistem de întreruperi cu priorități pentru un microcomputer 8080 (Raport cercetare, contract 432/1978 IPB-IPCUP).
- [5] Data catalog, Intel Corp., 1977.
- [6] Osborne, A. An introduction to microcomputers, vol. II, Sybex, 1976.

Realizări din industrie

Modul de memorie de 32 ko realizat cu circuite MOS de 4 K dinamice

Dezvoltarea tehnologiilor circuitelor integrate și de memorii este spectaculoasă. În ultimul timp au apărut o serie de tehnologii noi de realizare a circuitelor de memorie. În cadrul acestora în circa 6–7 tehnologii se realizează majoritatea tipurilor de circuite de memorii actuale, iar în perspectivă se întrevăd tehnologii noi care vor permite realizarea de circuite de memorie cu capacitatea de peste 1 Mbit pe capsulă. Pentru realizarea memoriilor operative, în cursul anului 1979, cele mai utilizate circuite de memorie s-au dovedit a fi circuitele MOS de 4 K dinamice pentru unități mari și de 1 K statice pentru memorii mici.

În viitor, în memoriile operative, utilizarea circuitelor de memorii se va orienta spre circuite MOS dinamice de 16 K și statice de 4 K. Pentru unitățile de memorie de capacități mari se preferă utilizarea circuitelor MOS dinamice, care în comparație cu cele statice prezintă următoarele avantaje:

- capacități de memorare de aproximativ 4 ori mai mari pe capsulă;
- consum de energie mai redus datorită modului de păstrare capacitiv al informației;
- preț de cost mai mic.

Memoriile realizate cu circuite MOS dinamice necesită încă un ciclu suplimentar de reîmprospătare (regenerare), fapt ce complică modul de utilizare al circuitelor.

Modulul de memorie MOS de 32 ko

Modernizarea sistemelor de calcul din țară a impus realizarea unor tipuri de memorii operative, fapt concretizat în seria de module

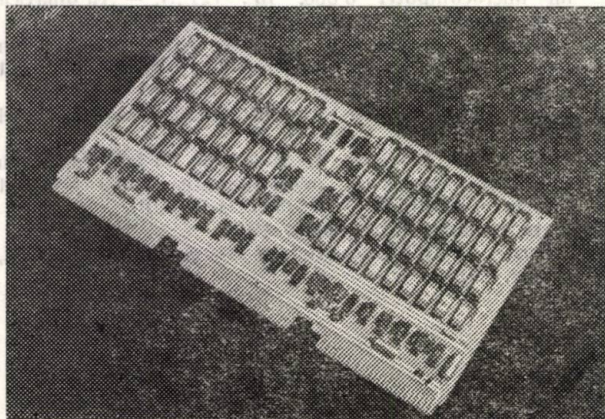


Fig. 1

de memorie MOS realizate la I.T.C. — filiala Timișoara.

În lucrare se prezintă modulul de memorie de 32 kO, omologat și intrat în fabricație în 1978 în vederea echipării sistemelor de calcul: FELIX C-256, FELIX C-512 și I-100.

Cerințele contradictorii impuse de sistemul FELIX (modul fără dispozitiv de comandă) și de minicalculatorul I-100 (modul autonom) au determinat soluția realizării unui modul echipat parțial, care necesită o placă de comandă acționare a 4 module simultan, specifică unității de memorie în care se utilizează.

Caracteristicile modului de memorie

- capacitate de memorare: 32 kocteți, putând fi utilizat în varianta de 16 k cuvinte de 18 biți sau 32 k cuvinte de 9 biți;
- ieșirile de date sînt de tip TRI-STATE;
- ciclu de citire: $t_c = 510$ ns;
- ciclu de scriere: $t_s = 510$ ns;
- ciclu de regenerare: $t_{REG} = 510$ ns;
- perioada de repetiție a ciclului de regenerare (corespunzător unei perioade de regenerare a informației de 2 ms): 32 μ s;
- posibilitatea de funcționare în ciclul citire-modificare-scriere (RMW): $t_{RMW} = 800$ ns;
- durata maximă a unui ciclu activ: 3 000 ns;
- timpul de acces: $t_{acc} = 300$ ns;
- modulul folosește 3 tensiuni de alimentare cu toleranțe de $\pm 5\%$, consumurile maxime fiind:

$$V_{CC} = + 5V \pm 5\%; \quad I_{CC} = 1 A;$$

$$V_{BB} = - 5V \pm 5\%; \quad I_{BB} = 10 \text{ mA};$$

$$V_{DD} = + 12V \pm 5\%; \quad I_{DD} = 1 A;$$

- temperatura de funcționare: $0^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}$.

În modul este utilizat un circuit de memorie de 4 k dinamic în capsulă de 18 pini tip MM 5 270 D. Acest circuit, asemănător cu circuitul 2107 B INTEL, este realizat în tehnologie siliciu canal tip N cu un singur tranzistor pe celulă, cu ciclul de 400 ns și timp de acces 200 ns.

Modulul este realizat pe o placă de circuit imprimat dublu străt cu 3 conectori, pe care sînt amplasate circuitele de memorie, circuitele de interfață și circuitele de comandă (cu excepția circuitelor de comandă a regenerării).

Dimensiunile de gabarit și amplasarea circuitelor de placă sint prezentate în figura 2,

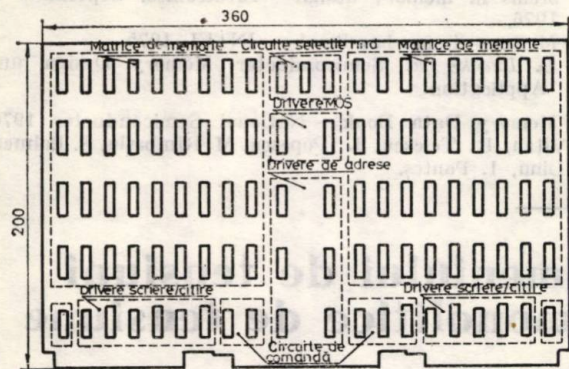


Fig. 2

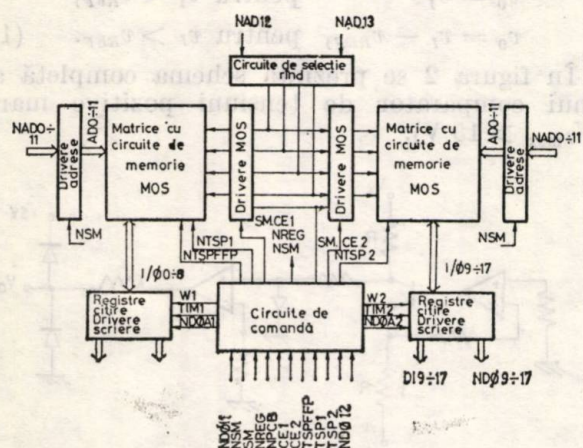


Fig. 3

iar organizarea și funcționarea acestuia rezultă din figurile 3 și 4.

Concluzii

În conceperea modului au fost utilizate următoarele soluții proprii.

1. Semnalul de transfer al informației citite din circuitele MOS în registrele de citire este realizat pe modul, ceea ce conduce la obținerea unui timp de acces minim.

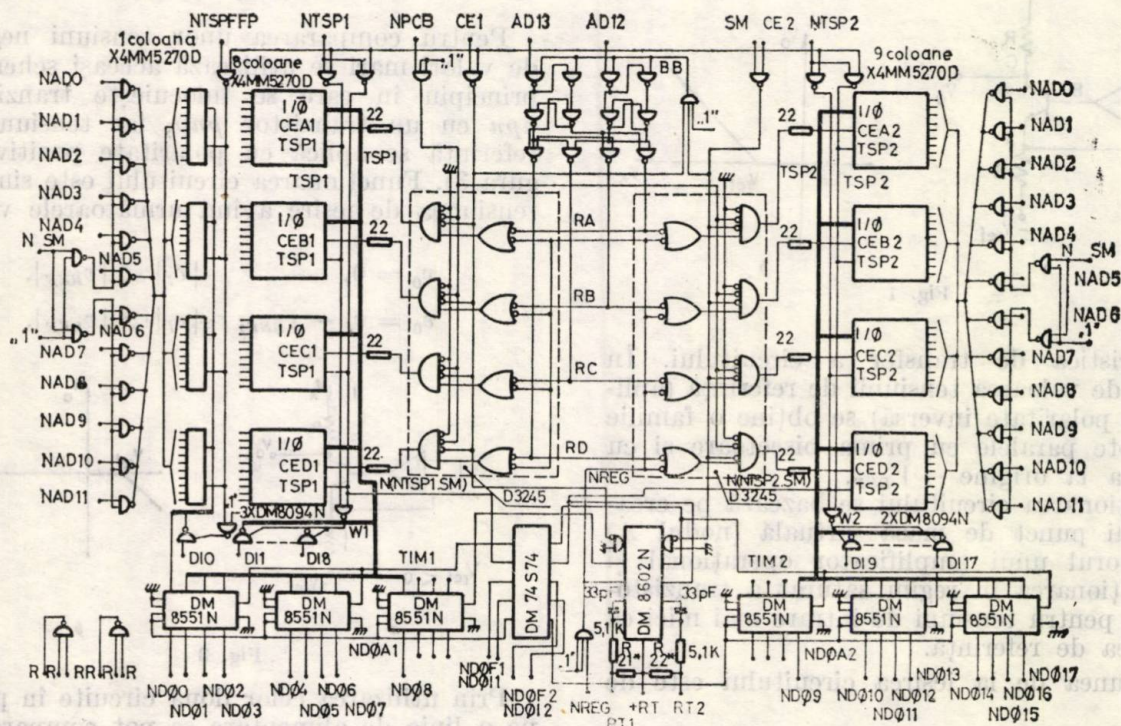
2. Activarea circuitelor TRI-STATE de scriere de pe modul se realizează de către semnalul TSP care indică și tipul ciclului, eliminând astfel un semnal suplimentar pentru această operație.

3. În ciclurile de citire ieșirea TRI-STATE a registrelor este activată automat după transferul datelor citite până la un nou ciclu, fără a necesita selectarea modului în acest timp. Această particularitate conduce la reducerea consumului de putere a modului.

4. În scopul reducerii consumului de energie și al zgomotului în unitatea de memorie, semnalele de adresă sint validate de semnalul care selectează modului.

5. Modulul poate fi utilizat în variantele: cuvînt de 9 biți și capacitate de 32 k0 sau cuvînt de 18 biți și capacitate de 16 k0, fără modificări constructive.

6. Scrierea informației în modul este realizată printr-un ciclu special (RMW — scurtat),



ceea ce permite utilizarea modului și în sistemele FELIX;

7. Există posibilitatea de a opera independent pe bitul „0” din octetul 1 simultan cu o operație de citire din restul biților. Această facilitate permite marcare prin hard cu „flag-uri” a unor cuvinte.

Metoda de extindere a domeniului de tensiuni de intrare la comparatoare monolitice de tensiune

Utilizarea optimă a unui comparator monolitic de tensiune presupune respectarea limitelor, maxim admise de foaia de catalog, pentru domeniul de tensiuni de intrare, atât pe mod comun, cât și pe mod diferențial. Depășirea acestor limite conduce la degradarea performanțelor dispozitivului sau chiar la distrugerea lui. În general, domeniul de tensiuni de intrare (mod comun sau diferențial) la un comparator monolitic este limitat superior de nivelul tensiunilor de alimentare ale dispozitivului.

În scopul extinderii domeniului de tensiuni de intrare pentru tensiuni pozitive se utilizează circuitul prezentat în figura 1 a, care realizează o funcție de limitator cu nivel de limitare programabil. În figura 1 b se prezintă

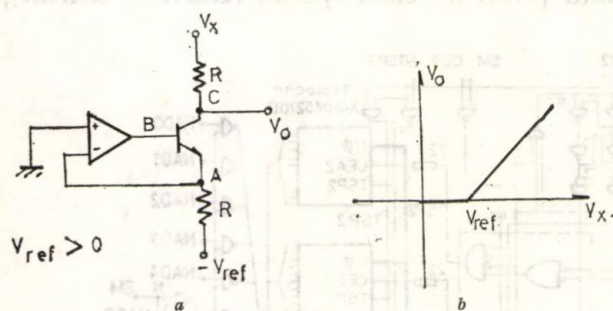


Fig. 1

caracteristica de transfer a circuitului. În funcție de valoarea tensiunii de referință (aplicată cu polaritate inversă) se obține o familie de drepte paralele cu prima bisectoare și cu ordonata la origine — V_{REF} .

Funcționarea circuitului se bazează pe crearea unui punct de masă virtuală (nodul A) cu ajutorul unui amplificator operațional și pe funcționarea în regim saturat a tranzistorului T pentru tensiuni de intrare mai mici ca tensiunea de referință.

Tensiunea de la ieșirea circuitului este de forma :

$$v_0 = v_1 - v_{REF}$$

Bibliografie

- [1] Check list for 4,096 — bit RAMS flags potential problems in memory design — Electronics, September 2, 1976.
- [2] Memory design handbook — INTEL 1975.
- [3] G. Luecke ș.a. Semiconductor Memory Design and Application.
- [4] Memory Data Book — National Semiconductor 1976. V. Vițan, R. Telescu, L. Popescu, M. Rimbașiu, S. Balmez, D. Dinu, I. Panteș.

și deci :

$$\begin{aligned} v_0 &= 0, & \text{pentru } v_1 < v_{REF}, \\ v_0 &= v_1 - v_{REF}, & \text{pentru } v_1 > v_{REF}. \end{aligned} \quad (1)$$

În figura 2 se prezintă schema completă a unui comparator de tensiuni pozitive mari ($V_{I\max} > 15$ V).

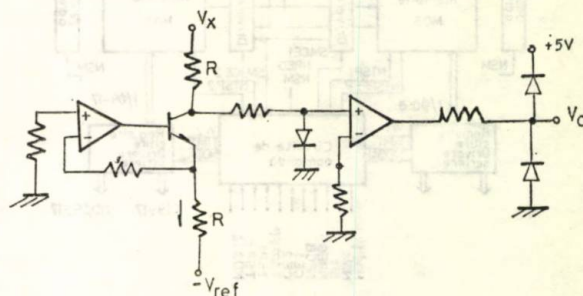


Fig. 2

Pentru compararea unor tensiuni negative de valori mari se utilizează aceeași schemă de principiu în care se înlocuiește tranzistorul npn cu un tranzistor pnp, iar tensiunea de referință se aplică cu polaritate pozitivă (figura 3). Funcționarea circuitului este similară, tensiunea de ieșire având următoarele valori :

$$\begin{aligned} v_0 &= 0, & |v_1| < |v_{REF}|, \\ v_0 &= v_1 - v_{REF}, & |v_1| > |v_{REF}|. \end{aligned} \quad (2)$$

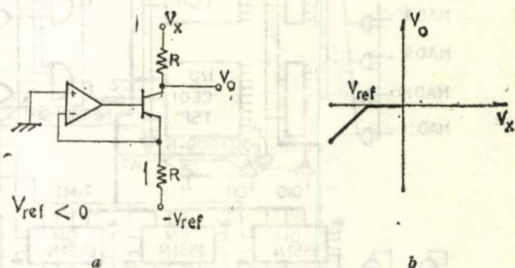


Fig. 3

Prin utilizarea celor două circuite în paralel pe o linie de alimentare se pot compara tensiuni $\pm$ de valori mari, singura delimitare

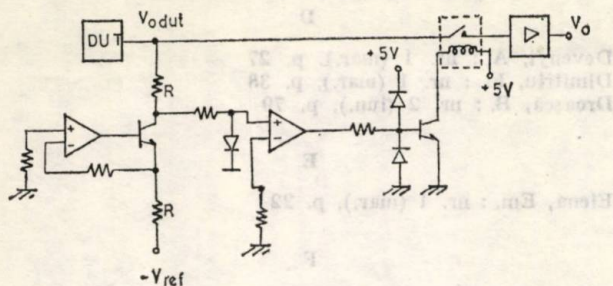


Fig. 4

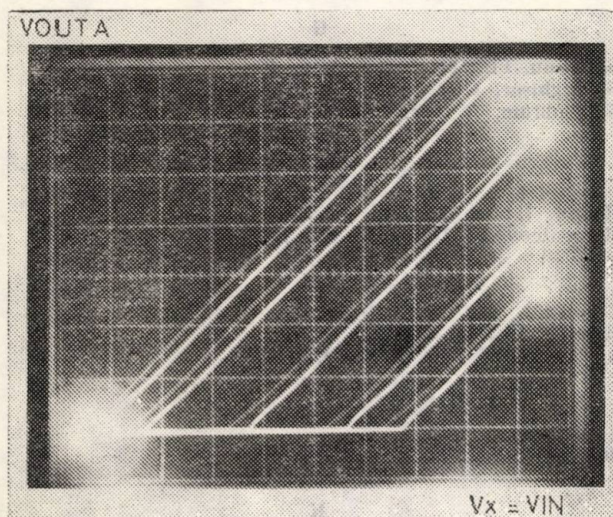


Fig. 5

fiind determinată de parametrii tranzistoarelor utilizate (tensiune de străpungere $C-B$ și valoarea câștigului în curent β).

Topologiile de circuit prezentate au fost utilizate în principal ca detectoare de supra-tensiune în testarea automată a stabilizatoarelor monolitice de tensiune de uz general (figura 4).

De asemenea, aceste circuite se mai pot utiliza și la compresia unui domeniu de tensiuni de valori mari cu ajutorul unui nivel de tensiune de referință programabil. În figura 5 se prezintă formele de undă obținute la experimentarea acestor montaje.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C.D. ș.a. Circuite integrate liniare, Ed. tehnică 1976.
- [2] Gray, P.E. Bazele electronicii moderne, Ed. tehnică 1976.
- [3] * * * Essential ratings and characteristics of voltage comparators, IEC, Technical Committee No 47, Subcommittee 47A, Feb. 1974.
- [4] Gray, P.R., Meyer, R.G. Analysis and design of analog integrated circuits, John Wiley & Sons — 1978.

M. Ilie, M. Niță, M. Datculescu — ICCE

INDEX DE SUBIECTE E.E.A. — AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA 1979

ARTICOLE ȘI NOTE

Semiconductoare (inclusiv C.I. monolitice)

- Curenți în exces și zgomot de explozie în tranzistoare bipolare cu siliciu, nr. 1, p. 1
- Realizarea diodelor IMPATT pasivate prin tehnologia PLESA—LOCOS cu radiator selectiv, nr. 1, p. 10
- Proiectarea, tehnologia și realizarea diodelor varactor de acord și parametrice, nr. 1, p. 32
- Determinarea profilelor superficiale de difuzie a fosforului și borului în siliciu, nr. 1, p. 40
- Tranzistorul VMOS de putere — o nouă componentă electronică, nr. 2, p. 49
- Efecte-tunel în joncțiuni care generează zgomot de explozie, nr. 2, p. 53
- Asupra relației zgomot de joasă frecvență-câștig static în curent (h_{FE}) în tranzistoare bipolare cu siliciu, nr. 3, p. 89
- Asupra fenomenului de autoaglomerare a emitorului în tranzistoarele bipolare cu geometrie circulară, nr. 4, p. 121
- Dispozitive limitatoare de supratensiuni tranzistoril, nr. 4, p. 125

Dispozitive optoelectronice și componente pasive (inclusiv C.I. hibride)

- Dispozitive electroluminiscente cu GaAsP, nr. 1, p. 5
- Dioda luminiscentă din GaP cu emisie în domeniul verde al spectrului, nr. 1, p. 22

- Termistoare de mare sensibilitate pentru măsurarea și controlul temperaturii cu largi aplicații în electrotehnică și automatică, nr. 1, p. 20
- Structuri rezistive distribuite multiterminale utilizate în microelectronică, nr. 2, p. 57
- Fotodetectoare cu siliciu de sensibilitate mărită în albastru, nr. 3, p. 113

Proiectarea și modelarea cu ajutorul calculatoarelor

- Modelarea pe minicalculator a difuziei borului în atmosferă oxidantă, nr. 1, p. 29
- Program pentru analiza circuitelor logice de mare complexitate, nr. 3, p. 94
- Calculul rețelei de corecție pentru un amplificator de radiofrecvență de bandă largă cu tranzistoare, nr. 4, p. 154

Electronică industrială

- Aplicații ale circuitelor integrate digitale pentru generarea de semnale sinusoidale, nr. 1, p. 13
- Metodă de măsură a timpului de blocare la tiristoare, nr. 1, p. 38
- Balometru cu termistor, nr. 1, p. 44
- Utilizarea parametrilor de repartiție în proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare pentru microunde, nr. 2, p. 62

- Studiu asupra posibilităților de sortare automată a tranzistoarelor unijuncțiune, nr. 2, p. 70
- Flicker numeric automat, nr. 2, p. 73
- Fazmetru numeric, nr. 2, p. 79
- Metodă și echipament pentru testarea dispozitivelor semiconductoare de afișaj cu șapte segmente, nr. 3, p. 99
- Transformatoare de radiofrecvență de bandă largă: transformatorul divizor și transformatorul sumator de putere, nr. 3, p. 101
- Particularități ale realizării unor bucle PLL de frecvență ridicată cu circuitul integrat TAA 661, nr. 3, p. 109
- Blocul de afișare al Display-ului DAF-1, nr. 4, p. 130
- Ceas digital cu alarmă și calendar, nr. 4, p. 138
- Circuit basculant cu „n” stări stabile și ieșiri decodificate, nr. 4, p. 147
- Analizor de zgomot pentru tranzistoare, nr. 4, p. 149

Sisteme automate

- Termostatarea prin efect Peltier în electronică, nr. 1, p. 17
- Captor rezistiv de masă cu traductoare tensometrice rezistive cu straturi subțiri semiconductoare (TER-S), nr. 1, p. 27
- Echipamente electronice de protecție la supracurenți cu cuplaje optice, nr. 4, p. 142

Recenzii

- nr. 3, p. 118
- nr. 3, p. 119

Realizări din industrie

- nr. 2, p. 86

Note

- nr. 1, p. 47
- nr. 1, p. 48
- nr. 3, p. 117

Manifestări științifice și tehnice

- nr. 3, p. 119

INDEX DE AUTORI

A

- Aldica, Ghe.: nr. 1 (mar.), p. 17
- Anghelca, Ghe.: nr. 1 (mar.), p. 20
- Anton, C.: nr. 1 (mar.), p. 10; p. 32

B

- Barbu, Șt.: nr. 3 (sep.), p. 99
- Bădilă, M.: nr. 1 (mar.), p. 1; p. 32; p. 40; nr. 2 (iun.), p. 49
- Băluță, Ghe.: nr. 3 (sep.), p. 113
- Belu, A.: nr. 1 (mar.), p. 27
- Bodea, M.: nr. 1 (mar.), p. 29
- Brădău, Fl.: nr. 3 (sep.), p. 109
- Buculescu, V.: nr. 1 (mar.), p. 32
- Burileanu, C.: nr. 2 (iun.), p. 57
- Bușe, M.: nr. 2 (iun.), p. 70

C

- Căpățînă, O.: nr. 4 (dec.), p. 130
- Chirulescu, A.: nr. 3 (sep.), p. 99
- Clubotariu, H.: nr. 1 (mar.), p. 5
- Constantin, C.: nr. 1 (mar.), p. 44
- Cuturicu, A.: nr. 1 (mar.), p. 20

D

- Devenyi, A.: nr. 1 (mar.), p. 27
- Dimitriu, Fl.: nr. 1 (mar.), p. 38
- Droașcă, B.: nr. 2 (iun.), p. 79

E

- Elena, Em.: nr. 1 (mar.), p. 22

F

- Fulea, M.: nr. 3 (sep.), p. 101

G

- Găiseanu, Fl.: nr. 1 (mar.), p. 40
- Gheorghisor, Ghe.: nr. 1 (mar.), p. 27
- Goldenblum, A.: nr. 1 (mar.), p. 22

H

- Hohan, I.: nr. 2 (iun.), p. 79
- Homentcovschi, D.: nr. 2 (iun.), p. 57

I

- Ionescu, G.: nr. 2 (iun.), p. 79
- Iordănescu, S.: nr. 2 (iun.), p. 62

J

- Jaklovsky, J.: nr. 1 (mar.), p. 17

K

- Kernhauser, Al.: nr. 4 (dec.), p. 130
- Korony, Ghe.: nr. 1 (mar.), p. 27
- Kozma, N.: nr. 1 (mar.), p. 10; p. 40

L

- Lingvay, I.: nr. 4 (dec.), p. 125
- Loghin, V.: nr. 1 (mar.), p. 40

M

- Manolescu, A.: nr. 2 (iun.), p. 57
- Manolescu, A.M.: nr. 2 (iun.), p. 57
- Miclea, C.: nr. 1 (mar.), p. 20
- Midvichi, I.: nr. 1 (mar.), p. 5
- Mihăilă, M.: nr. 1 (mar.), p. 1; nr. 2 (iun.), p. 53; nr. 3 (sep.), p. 89
- Mircea, M.I.: nr. 4 (dec.), p. 142
- Muntean, V.: nr. 3 (sep.), p. 101
- Müller, Al.: nr. 1 (mar.), p. 10; p. 32

N

- Naforniță, I.: nr. 4 (dec.), p. 147
- Nan, S.: nr. 1 (mar.), p. 5; nr. 3 (sep.), p. 113
- Nanciu, C.: nr. 3 (sep.), p. 109
- Necula, A.: nr. 1 (mar.), p. 5
- Negoescu, R.: nr. 2 (iun.), p. 73
- Negoită, M.: nr. 1 (mar.), p. 13; nr. 3 (sep.), p. 99
- Negreanu, M.: nr. 3 (sep.), p. 113
- Nicolae, I.: nr. 1 (mar.), p. 20
- Nicolau, P.: nr. 1 (mar.), p. 20
- Niculescu, H.: nr. 1 (mar.), p. 20

O

- Obreja, V.V.: nr. 4 (dec.), p. 125
- Opreș, V.: nr. 1 (mar.), p. 5

P

Pavelescu, I. : nr. 4 (dec.), p. 121
Penescu, C. : nr. 2 (iun.), p. 79
Petriu, E. : nr. 4 (dec.), p. 147
Podoleanu, A. : nr. 3 (sep.), p. 109
Popescu, O. : nr. 2 (iun.), p. 70
Popovici, G. : nr. 1 (mar.), p. 22
Postolache, C. : nr. 1 (mar.), p. 22

R

Rădulescu, M. : nr. 1 (mar.), p. 32
Rîstea, I. : nr. 3 (sep.), p. 99
Rîbco, L. : nr. 1 (mar.), p. 44
Rusu, A. : nr. 1 (mar.), p. 13;
nr. 2 (iun.), p. 49
Rusu, C. : nr. 1 (mar.), p. 27

S

Setnic, S. : nr. 1 (mar.), p. 10, p. 32
Sgârciu-Dogeanu, V. : nr. 2 (iun.), p. 79
Sterian, P.E. : nr. 3 (sep.), p. 109
Steriu, D. : nr. 2 (iun.), p. 49

Sucitu, Al. : nr. 4 (dec.), p. 138
Sucitu, Ghe. : nr. 4 (dec.), p. 138

Ș

Ștefănescu, E. : nr. 1 (mar.), p. 38

T

Tacu, T. : nr. 4 (dec.), p. 154
Tănăsioiu, C. : nr. 1 (mar.), p. 20
Tudor, V. : nr. 4 (dec.), p. 149

V

Vancu, R. : nr. 3 (sep.), p. 94
Vasile, Șt. : nr. 3 (sep.), p. 113
Vărzaru, E. : nr. 1 (mar.), p. 20
Veron, A. : nr. 3 (sep.), p. 94
Vîld-Maior, A. : nr. 1 (mar.), p. 29

Z

Zaharia, D. : nr. 4 (dec.), p. 154

Aparat cu raze X URS-2,0 model perfecționat

PENTRU ANALIZE CU RAZE X ÎN DOMENIILE FIZICII SOLIDELOR,
CRISTALOGRAFIEI, STUDIULUI METALELOR, CHIMIEI.

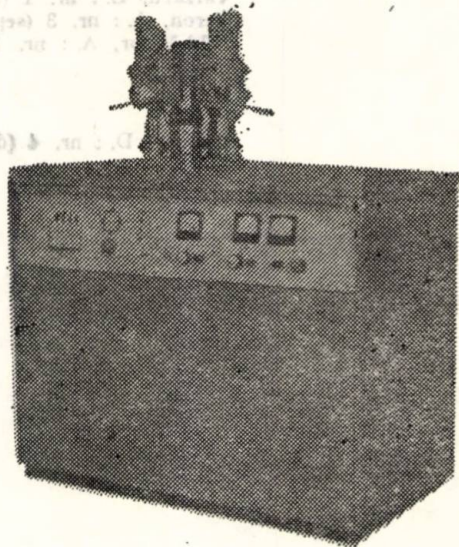


FIGURA DE DIFRACTIE ESTE ÎNREGISTRATĂ PRIN METODA
FOTOGRAFICĂ CU AJUTORUL CAMERELOR DE DIFRACTIE.

APARATUL ESTE DOTAT CU O SURSĂ DE RAZE X CU
CARACTERISTICI DE ÎNALTĂ STABILITATE ÎN CURENT
ANODIC ȘI LA TENSIUNE. PUTEREA SA UTILĂ ESTE DE 5kW.

Exportator:

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

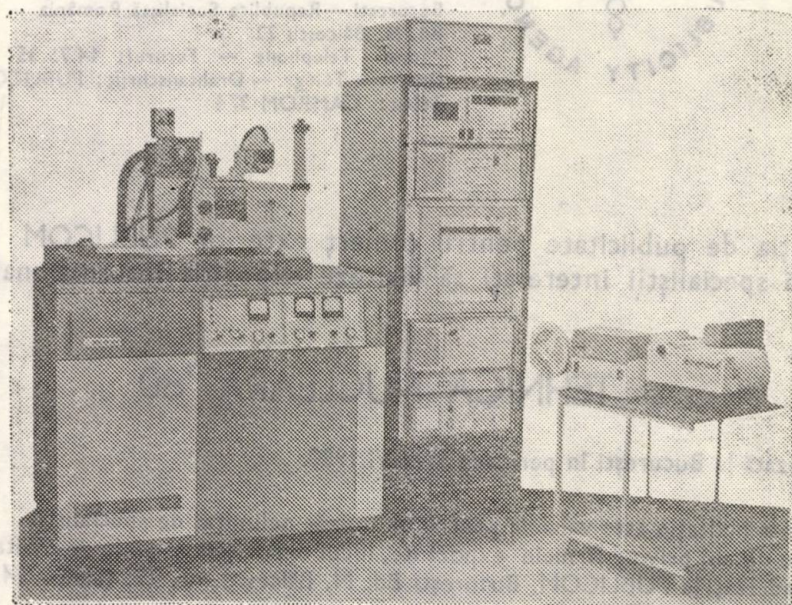
32/34, Smolenskaia — Sennaia; 121200 Moscova, URSS

Telefon: 244—32 — 85; Telex: 7628

PUBLICOM

**Pentru diverse cercetări cu raze x
în domeniul fizicii solidelor, al chimiei,
cristalografiei, studiului metalelor etc.,**

Difractometru universal cu raze x DRON-3



- analize de faze cantitative și calitative
- analize ale soluțiilor cristalizate
- analize ale macro—și microcontracțiilor
- analize de texturi
- cercetări pe decodaje ale structurii monocristalelor în ajutorul multor accesorii. Difractometrul DRON-3 permite efectuarea cercetărilor pe diverse materiale la temperaturi înalte (până la 2 000°C) și joase (până la -180°C) și în cazul unghiurilor de difracție foarte sensibile.

Exportator:

** *Techsnabexport*
USSR MOSCOW**

32/34, Smolenskaia—Sennaia; 12 1200 MOSCOVA
Telefon: 244—32—85; Telex: 7628

PUBLICOM

**EXPO
'80**



PUBLICOM

București — Republica Socialistă România
Bd. N. Bălcescu 22
Phone — Telephone — Fernruf: 14.75.35
Cables — Télégr. — Drahtanschrift: PUBLICOM
Telex: CAMROM 374

Agencia de publicitate pentru comerț exterior PUBLICOM
invită specialiștii interesați să viziteze expoziția internațională

TEHNICA NUCLEARĂ '80

organizată la București în perioada 3—6.VI.1980.

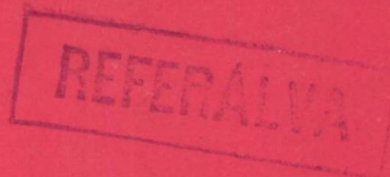
Prezenta invitație este valabilă pentru un număr nelimitat de specialiști.
Pentru detalii privind firmele expozante, locul expoziției și orele de vizitare rugăm
să vă adresați la PUBLICOM, București Bd. N. Bălcescu, nr. 22, telefon 14.75.35 sau
15.47.07/interior 95 sau 98.



1980 DEC 31

E 2040

Enegetica Victor



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL • 24 Nr. 3 • SEPTEMBRIE 1980

robotron

Acest calculator electronic are la bază o concepție foarte avansată.

Vă rugăm să vizitați, cu ocazia Tîrgului Internațional București din perioada 9—18.10.80, standul nostru din cadrul pavilionului T.

Unitatea logică și cea aritmetică, memoria principală folosesc circuite monolit. Spațiu necesar minim datorită circuitelor cu înalt grad de integrare și a densității mărite a elementelor componente. S-a realizat principiul memoriei virtuale, capacitatea memoriei operative fiind de 16 MByti. Are ușurință în elaborarea programelor și o eficiență mărită a sistemului.

robotron EC 1055 — sistem cu utilizări multiple în executarea rapidă și corectă a unor operații complexe de rutină în combinate și întreprinderi, instituții științifice, de stat și administrative, birouri de proiectare. Folosirea lui robotron EC 1055 în di-

verse metode de prelucrare a datelor și comanda unor sisteme de calculatoare sînt cazuri tipice de utilizare. Avînd toate componentele principiilor de operare din seria SUMEC-2, poate funcționa în regim lărgit de comandă. În comanda de bază poate funcționa ca un model din seria SUMEC-1.

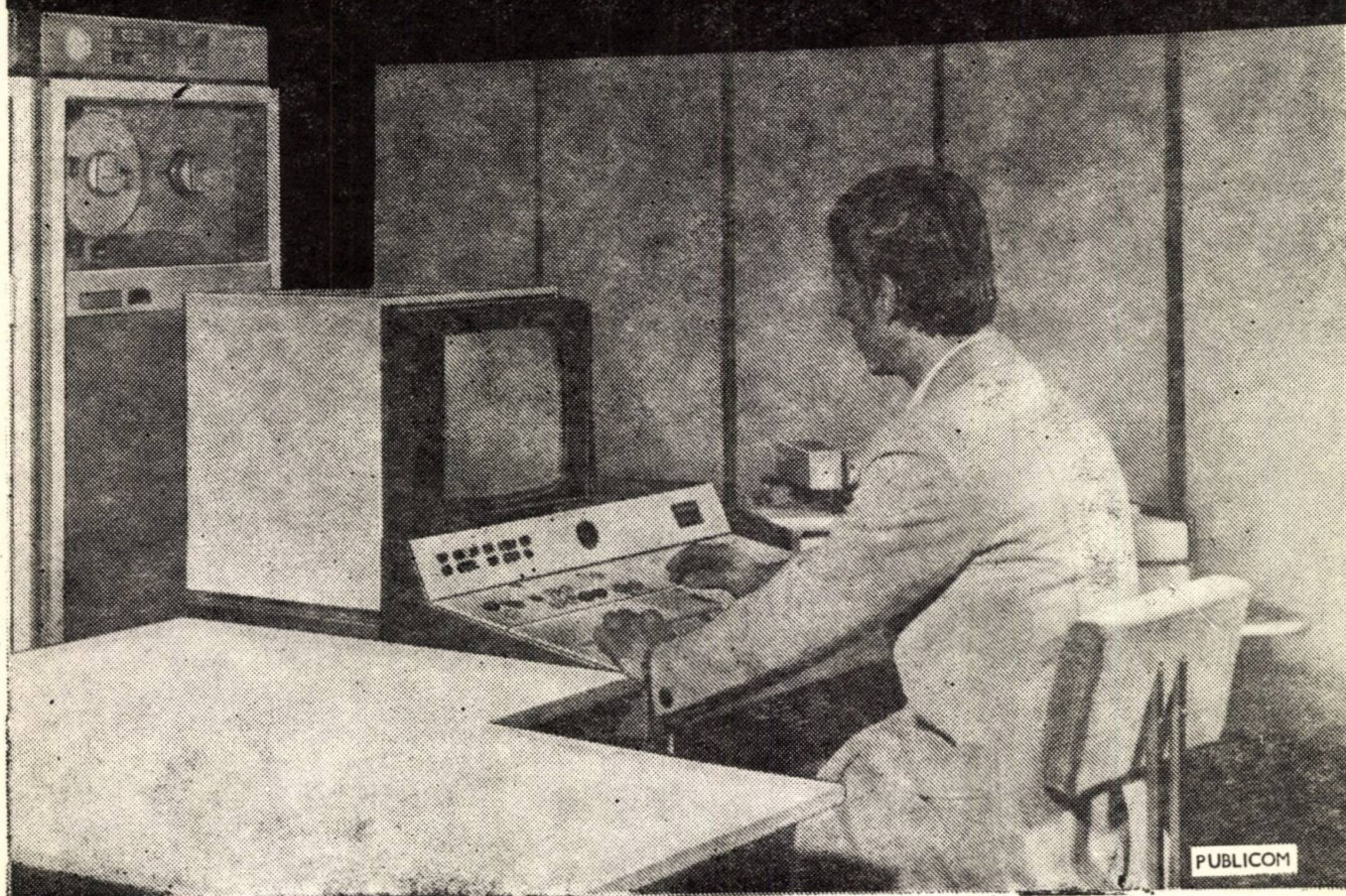
robotron EC 1055 este echipat cu o unitate de operare cu afișaj pe tub catodic cu monitor și dispune de un sistem evoluat de operare OS/ES. Programe independente de test facilitează controlul funcționării unității centrale, a blocurilor acestora și echipamentelor periferice. Pentru documentare suplimentară vă stăm la dispoziție.

EC 1055

Reprezentanța noastră în R.S.R. Ambasada R.D.G. în R. S. România Secția Comercială Sector Büromaschinen/Rechentchnik Calcea Dorobanților 14; 71132 București

robotron

Robotron Export-Import Intreprindere de Stat pentru Comerț Exterior Republica Democrată Germană R.D.G. 108 Berlin Friedrichstrasse 61



PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 3 septembrie 1980

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.785; 621.317.6

DIODE SCHOTTKY BARIERA DE POTENȚIAL

Rusu, A., Herșcovici, B. și Bulucea, C.: **Caleculul înălțimii barierei de potențial la diodele Schottky aluminiiu-siliciu (n) cu strat de suprafață dopat.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 94

Lucrarea prezintă un model de calcul al înălțimii barierei la diodele Schottky AlSi(n), care ține seama de stările rapide de suprafață, ca și de doparea suprafeței cu impurități acceptoare, utilizându-se un singur parametru de suprafață: concentrația de impurități pe unitatea de suprafață.

CZ 621.382

TENSIUNE DE STRĂPUNGERE DIODE ZENER

Măndușeanu, V. G.: **Coefficienți de ionizare pentru calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu. Diode Zener.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 97

În material se face o comparație între valorile tensiunii de străpungere la diode Zener, obținute experimental, și valorile tensiunilor de străpungere calculate, folosind coeficienți de ionizare LEE.

Diodele Zener s-au fabricat prin tehnologie MESA.

CZ 621.38.001

SEMICONDUCTOARE MICROTHERMOSCOPIE

Cărbunescu, E., Băluță, Gh. St.: **Elemente de determinare a fiabilității tranzistoarelor prin microtermoscopie.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 100

Sînt prezentate rezultatele preliminare ale studiului unor tranzistoare prin microtermoscopie. Se relevă utilitatea acestei metode pentru verificarea calității și prognoza fiabilității dispozitivelor semiconductoare realizate.

CZ 621.38

CIRCUIT CU MICROSTRIP OSCILATOR DE MICROUNDE DIODA IMPATT CU SILICIU

Costea, I.: **Dioda IMPATT în oscilatoare de microunde cu microstrip.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 104

Se descrie o metodă de proiectare automată a oscilatoarelor pentru microunde cu microstrip avînd ca element activ dioda IMPATT.

CZ 621.38

SISTEME SELECTIVE SEMNAL MODULATOR BINAR TRANSMISIE CU BLU

Constantin, I.: **Transmisia semnalelor cu BLU prin sisteme selective.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 108

Se determină relații de calcul ale răspunsului sistemelor selective la semnale modulate cu BLU. Se prezintă un model echivalent în banda de bază a comunicației cu BLU, fără filtru de formare al transformării Hilbert.

CZ 621.383

SUPRATENSIUNI DE COMUTAȚIE VOLTMETRU NUMERIC

Tiponuf, V., Stoiciu, D.: **Aparat numeric pentru studiul supratensiunilor de comutație.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 113

Se prezintă un aparat numeric complet automatizat pentru studierea supratensiunilor de comutație, care permite efectuarea de măsurători direct în centralele și stațiile de mare putere. Aparatul investighează simultan cele trei faze, indicînd valorile extreme atinse pe fiecare dintre ele, atît la conectarea, cit și la deconectarea întrerupătoarelor.

CZ 621.316.9

GENERATOR DE IMPULSURI ALEATOARE DISTRIBUȚIE POISSON

Moisin, L. H.: **Generator de impulsuri aleatoare/ simulator de canal de transmisie perturbat.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 117

Lucrarea expune bazele teoretice și schema de principiu ale unui generator cifric de impulsuri aleatoare cu distribuție Poisson, cu posibilitatea reglării probabilității medii de apariție într-o gamă foarte largă, precum și a testării de aleatoriu efectuate. Un astfel de generator a fost folosit de către autor pentru simularea unui canal perturbat în transmisia de date.

CZ 621.38

ADAPTOR DE INTERFAȚĂ UNITATE DE BANDĂ MAGNETICĂ

Anastasiu, V., Nisipeanu, N., Popescu, Gr.: **Interfețe standard—unitate de bandă magnetică—unitate de legătură și metode de adaptare.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep 1980, p. 120

Se abordează realizarea unui ciclu special de conectare a derulorului.

Se face o trecere în revistă a evoluției conectării unităților de legătură cu unitățile de bandă magnetică, propunîndu-se o soluție practică pentru conectarea unei unități de bandă magnetică/derulor cu interfață standard necodificată, la o unitate de legătură microprogramată, cu interfață codificată, prin introducerea unui adaptor de interfață.

CZ 621.38

MICROPROCESOARE CIRCUITE DE INTERFAȚĂ

Suciu, Gh.: **Circuite de interfață pentru microprocesoare.**

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sep. 1980, p. 124

Articolul își propune să prezinte componentele LSI și VLSI (circuitele) de transfer de date, de la și spre microprocesor, care au apărut în ultimul timp pe piață. Aceste componente care se întîlesc în literatura de specialitate ca „circuite de interfață” au fost împărțite pe funcțiuni, pentru o mai ușoară înțelegere a rolului lor într-un sistem microprocesor.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.8.05.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2459. Taxele poștale plătite în numerar anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Grivitei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.785 : 621.317.6

ДИОДЫ ШОТТКИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫЙ БАРЬЕР

Русу, А., Херикович, В. и Булуча, Ч.: Расчёт высоты потенциального барьера в диодах Шоттки из алюминия-кремния (n) с примесями в поверхностном слое.
E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 94

В работе представлен образец расчёта высоты барьера в диодах Шоттки Al Si(n), который учитывает быстрые состояния поверхности и состояние насыщения поверхности акцепторными примесями используя единственный параметр поверхности: концентрация примесей на единицу поверхности.

УДК 621.382

ПРОБИВНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ДИОДЫ ЗЕНЕРА

Мындуцяну, В. Г.: Коэффициенты ионизации для расчёта пробивного напряжения в соединениях плоских полупроводников на основе кремния-диоды Зенера.
E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 97

В материале проводится сравнение между значениями пробивного напряжения в диодах Зенера, полученными опытным путём, и рассчитанными значениями пробивного напряжения, используя коэффициенты ионизации LEE.

Диоды Зенера изготовлены по технологии MESA.

УДК 621.38.001

ПОЛУПРОВОДНИКИ МИКРОТЕРМОСКОПИЯ

Кербунеску, Е., Бэлуца, Г. Ст.: Элементы предопределения надёжности транзисторов посредством микро-термоскопии.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 100

Представлены предварительные результаты исследования транзисторов посредством микро-термоскопии. Подчёркивается полезность этого метода для проверки качества и прогноза надёжности созданных полупроводниковых приспособлений.

УДК 621.38

СХЕМА МИКРОСТРИП ОСЦИЛЛЯТОР МИКРОВОЛН ДИОД ИМПАТТ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЯ

Костя, И.: Диод Импатт в осциляторе микроволн с микрострипом.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 104

Описывается метод автоматического проектирования осциллятора микроволн с микрострипом, имеющего в качестве активного элемента диод Импатт.

УДК 621.38

СЕЛЕКТИВНЫЕ СИСТЕМЫ МОДУЛИРУЮЩИЙ БИНАРНЫЙ СИГНАЛ ПЕРЕДАЧА С ЕДИНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ

Константин, И.: Передача сигналов с единой боковой полосой через селективные системы.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 108

Определяются отношения расчёта ответа селективных систем на сигналы, модулированные с единой боковой полосой. Приводится эквивалентная модель на ленте на основе передачи с единой боковой полосой, без фильтра гармоник преобразования Хильберт.

УДК 621.383

КОММУТАЦИОННЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ ЦИФРОВОЙ ВОЛЬТМЕТР

Типонуц, О., Стойчу, В.: Цифровой аппарат для изучения коммутационных перенапряжений.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 113

Представлен цифровой аппарат, полностью автоматизированный, для изучения коммутационных перенапряжений, который позволяет проведение измерений непосредственно на станциях большой мощности. Аппарат исследует одновременно все три фазы с указанием предельных величин, достигнутых как при включении так и при выключении выключателей.

УДК 621.316.9

ГЕНЕРАТОР АЛЕАТОРНЫХ ИМПУЛЬСОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПУАССОНА

Моисин, Л. Х.: Генератор алеаторных импульсов, симулятор канала передачи с помехами.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 117

Работа представляет теоретические основы и основную схему цифрового генератора алеаторных импульсов с распределением Пуассона, с возможностью регулирования среднего значения вероятности появления в широком диапазоне, а также и возможностью проведения проверки алеаторности. Подобный генератор был использован автором для симулирования канала с помехами для передачи данных.

УДК 621.38

АДАПТЕР ИНТЕРФЕЙСА ЭЛЕМЕНТ МАГНИТНОЙ ЛЕНТЫ

Анастасиу, В., Нисипану, Н., Попеску, Кр.: Стандартные интерфейсы — единица магнитной ленты — единица соединения и методы адаптирования.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 120

Рассматривается осуществление специального цикла подключения разматывателя.

Излагается эволюция присоединения элементов связи к элементам магнитной ленты и предлагается практическое решение для присоединения элемента магнитной ленты/разматывателя с некодифицированным стандартным интерфейсом к элементам микропрограммированного соединения с кодифицированным интерфейсом путём введения адаптера интерфейса.

УДК 621.38

МИКРОПРОЦЕССОРЫ СХЕМА ИНТЕРФЕЙСА

Сучу, Г.: Схемы интерфейса для микропроцессоров.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, сентябрь 1980, стр. 124

В статье предлагается представить составляющие LSI и VLSI (схемы) передачи данных от и к микропроцессору, которые стали выпускаться в последнее время. Эти составляющие, встречающиеся в специальной литературе под названием «Схемы интерфейса» разделены по функциям для лучшего понимания их роли в системе микропроцессора.

INHALT

CZ 622.785 : 621.317.6

SCHOTTKY — DIODE POTENTIALBARRIERE

Rusu, A., Herșcovici, B. und Bulucea, C.: Berechnung der Höhe der Potentialbarriere bei den Aluminium — Silizium (n) Schottky — Dioden mit dopierter Oberflächenschicht.
E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 94

Die Arbeit stellt ein Berechnungsmodell der Barrieren höhe des Schottky-Dioden AlSi (n) vor, der den rapiden oberflächen zu ständen und der Dopierung der Oberfläche mit Akzeptoren ver un reinigungen Rechnung trägt; es wird ein einziger Oberflächen-parameter verwendet: die Konzentration der Verunreinigungen auf der Oberfläche-neinheit.

CZ 621.382

DURCHSCHLAGSSPANNUNG ZENER DIODE

Mănduțeanu, V.G.: Ionisierungskoeffizienten für die Berechnung der Durchschlagsspannung bei ebenen Halbleiter verbindungen mit Silizium-Zenerdiode.

E.E.A. — Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 97

Im Beitrag werden die auf experimentellem Weg erhaltenen Durchschlagsspannungs werte mit des Werten der berechneten Durchschlagsspannung, verglichen, in dem Ionisierungskoeffizienten LEE verwendet werden.

Die Zenerdioden wurden durch MESA — Technologie hergestellt.

HALBLEITER
MIKROTHERMOSKOPIE

Cărbunescu, B., Băluță, Gh. St. : Elemente der Vorherbestimmung der Transistorenfiabilität durch Mikrothermoskopie.
E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 100

Es werden die vorläufigen Resultate des Studiums von Transistoren durch Mikrothermoskopie vorgestellt. Es wird die Brauchbarkeit dieser Methode für die Qualitätskontrolle und für die Fiabilitätsprognose der hergestellten Halbleitervorrichtungen unterstrichen.

CZ 621.38

MICROSTRIPKREISE
MIKROWELLEN OSZILLATOR
IMPATTDIODE MIT SILIZIUM

Costea, I. : Die Impattdiode in mikrowellenoszillatoren mit Mikrostrip.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 104

Es wird eine automatische Projektierungsmethode der oszillatoren für Mikrowellen mit Mikrostrip mit Impattdiode als aktives Element vorgestellt.

CZ 621.383

SELEKTIVE SYSTEME
BINÄRES MODULIERUNGSSIGNAL
BLU-ÜBERTRAGUNG

Constantin, I. : Signalübertragung mit BLU durch selective Systeme.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 108

Es werden Berechnungsbeziehungen der Antwort der Selektiven Systeme der den mit BLU modulierten Signalen bestimmt. Es wird ein Äquivalentes Modell im Grundband der Übertragung mit BLU, ohne Bildungsfilter der Hilbert - Umwandlung vorgestellt.

CZ 621.383

KOMMUTATIONSÜBERSPANNUNG
NUMERISCHER VOLTMETER

Tiponuf, V., Stoiciu, D. : Numerischer Apparat für das Studium der Kommutationsüberspannungen.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 113

Es wird ein Vollautomatisierter numerischer Apparat für das Studium der Kommutationsüberspannungen vorgestellt, der die Ausführung von unmittelbaren Messungen in den Hochleistungszentralen und Anlagen erlaubt. Der Apparat untersucht simultan die drei Phasen und zeigt die von jeder Phase erreichten extremen Werte an, bei der zu- und Ausschaltung der Schalter.

CZ 621.316.9

ALEATORISCHER IMPULSGENERATOR
POISSON DISTRIBUTION

Moisin, L.H. : Aleatorischer, Impulsgenerator, Simulator des gestörten Übertragungskanals.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 117

Der Beitrag stellt die theoretischen Grundlagen und das Prinzipschema eines numerischen Generators von aleatorischen Impulsen mit Poisson - Distribution, mit der Möglichkeit der Einstellung der mittleren Wahrscheinlichkeit des Auftretens in einem sehr weiten Bereich, und der ausgeführten Zufälligkeitstesten. Ein solcher Generator wurde vom Autor für die Simulation eines gestörten Datenübertragungskanals verwendet.

CZ 621.38

INTERFACEADAPTER
MAGNETISCHE BANDEINHEIT

Anastasiu, V., Nisipeanu, N., Popescu Gr. : Standardinterface-magnetische Bändleinheit - Verbindungseinheit und Adapterungsmethoden.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 120

Es wird die Entwicklung eines speziellen Verbindungszuklusses des Abwicklers behandelt.

Es wird ein Überblick der Entwicklung der Kontaktierung der Verbindungseinheiten mit den magnetischen Bändleinheiten geboten, es wird eine praktische Lösung für das Verbinden einer magnetischen Bändleinheit/Abwicklers mit unverschlüsselten. Standardinterface zu eines mikroprogrammierten Verbindungseinheit, mit verschlüsseltem Interface, durch Einführung eines Interfaceadapters vorgeschlagen.

MIKROPROZESSOREN
INTERFACESCHALTKREISE

Suciu, Gh. : Interfaceschaltkreise für Mikroprozessoren.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, S. 124

Die Arbeit stellt die Komponenten LSI und VLSI (Schaltkreise) für Datenübertragung vom und zum Mikroprozessor vor, die in der letzten Zeit auf dem Markt erschienen sind. Diese Komponenten die man in der Fachliteratur als „Interfaceschaltkreise“ antrifft, wurden, für ein leichteres Verständnis ihrer Rolle, in einem Mikroprozessorsystem, nach Funktionen unterteilt.

CONTENTS

CZ 622.785 : 621.317.6

SCHOTTKY DIODES
POTENTIAL BARRIER

Rusu, A., Herșcovici, B. and Bulucea, C. : Calculating height of the potential barrier in AISi (n) Schottky diodes with a doped surface layer.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 94

The paper presents a model of calculating the height of the barrier in AISi(n) Schottky diodes which takes into account the fast surface state, as well as the doping of the surface with accepting impurities, using only one surface parameter, i.e. the impurity concentration per surface unit.

CZ 621.382

BREAKDOWN VOLTAGE
ZENER DIODES

Mădușeanu, V.G. : Ionization coefficient for calculating breakdown voltage in Si planar semiconductor junctions.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 97

There is made a comparison between the experimentally obtained breakdown voltage values in Zener diodes and the breakdown voltage values calculated by LEE ionization coefficients.

Zener diodes were manufactured by means of MESA technology.

CZ 621.38.001

SEMICONDUCTORS
MIKROTHERMOSKOPIE

Cărbunescu, E., Băluță, Gh. St. : Predetermination elements of transistor reliability using microthermoscopy.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept. 1980, p. 100

There are presented the preliminary results of the study on several transistors using microthermoscopy. The utility of this method for quality control and the prediction of the reliability of the semiconductor device realized is revealed.

CZ 621.38

MICROSTRIP CIRCUIT
MICROWAVE OSCILLATOR
SI IMPATT DIODES

Costea, I. : IMPATT diode in microwave oscillators with a microstrip.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 104

There is described a method of automated design of microwave oscillators with a microstrip having the IMPATT diode as an active element.

CZ 621.38

SELECTIVE SYSTEMS
BINARY MODULATOR SIGNAL
BLU TRANSMISSION

Constantin, I. : BLU transmission of signals using selective systems.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 108

There are determined calculation relations of the selective system response to BLU modulated signals. An equivalent model in the master tape of BLU communication, without a shaping filter of Hilbert transformation.

CZ 621.383

COMMUTATION OVERVOLTAGE
NUMERICAL VOLTMETER

Tiponuf, V., Stoiciu, D.: A numerical device for the study of commutation overvoltages.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 113

A completely automated digital apparatus for the study of commutation overvoltages, which allows the realization of direct measurements in high-power stations is presented. The apparatus investigates simultaneously the three phases indicating the limit values reached on each of them, both at the switching on and off of the breaker.

CZ 621.316.9

RANDOM PULSE GENERATOR
POISSON DISTRIBUTION

Moisin, L. H.: Random pulse generator, simulator of transmission channel interference.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 117

The paper discusses the theoretical basis and the schematic diagram of a digital generator of random pulses with a Poisson distribution, with the possibility of controlling the mean emergence probabilities in a very wide range, as well as of the random testing. Such a generator was used by the author for simulating a channel interference in data transmission.

CZ 621.38

INTERFACE ADAPTER
MAGNETIC BAND UNIT

Anastasiiu, V., Nisipeanu, N., Popescu, Gr.: Standard magnetic band unit interface - link unit and adaptation method.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 120

The realization of a special connecting cycle of the rewinder is approached.

There is reviewed the evolution of the link unit connecting to the magnetic band units, being proposed a practical solution for the connecting of a magnetic band unit/rewinder with uncoded standard interface to a microprogrammed link unit with a coded interface, by the input of an interface adapter.

CZ 621.38

MICROPROCESSORS
INTERFACE CIRCUITS

Suciu, Gh.: Interface circuits for microprocessors.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 124

The paper describes LSI and VLSI data transmission components (circuits), to and from the microprocessor that were produced lately. These components that are found as „interface circuits” in the literature of speciality were divided according to their function, for a better understanding of their place in a microprocessor system.

S O M M A I R E

CD 622.785 : 621.317.6

DIODES SCHOTTKY
BARRIERE DE POTENTIEL

Rusu, A., Herșcovici, B. et Bulucea, C.: Le calcul de la hauteur de la barrière de potentiel aux diodes Schottky AlSi(n) avec une couche de surface dopée.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 94

L'ouvrage présente un modèle de calcul de la hauteur de la barrière de potentiel aux diodes Schottky AlSi(n), modèle qui tient compte des états rapides de surface, ainsi que du dopage de la surface avec des impuretés acceptrices, en utilisant un seul paramètre de surface la concentration d'impuretés sur l'unité de surface.

CD 621.382

TENSION DE CLAQUAGE
DIODES ZENER

Mădușeanu, V.G.: Coefficients d'ionisation pour le calcul de la tension de claquage aux jonctions semiconductrices plenes à silicium.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 97

Dans l'ouvrage on fait une comparaison entre les valeurs de la tension de claquage de cas de la diode Zener, obtenues expérimentalement et les valeurs des tensions de claquage calculées en employant des coefficients d'ionisation LEE.

Les diodes Zener ont été fabriquées utilisant la technologie MESA.

CD 621.38.001

SEMICONDUCTEURS
MICROTHERMOSCOPIE

Cărbunescu, E., Băluță, Gh. St.: Elements de prédétermination de la fiabilité des transistors par microthermoscopie.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 100

On présente les résultats préliminaires de l'étude des transistors pour microthermoscopie. On relève l'utilité de cette méthode pour vérifier la qualité et la prognose de la fiabilité des dispositifs semiconducteurs réalisés.

CD 621.38

CIRCUIT AVEC MICROSTRIP
OSCILLATEUR DES MICROONDES
DIODE IMPATT À SILICIUM

Costea, I.: La diode IMPATT dans les oscillateurs des microondes avec un microstrip.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 104

On décrit une méthode de projection automatique des oscillateurs des microondes avec un microstrip ayant comme élément actif la diode IMPATT.

CD 621.38

SYSTÈMES SÉLECTIFS
SIGNAL MODULATEUR BINAIRE
TRANSMISSION AVEC BLU

Constantin, I.: Transmission des signaux avec BLU par les systèmes sélectifs.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 108

On détermine les relations de calcul de la réponse des systèmes sélectifs aux signaux modulés avec BLU. On présente un modèle équivalent dans la bande principale, de la communication avec BLU, sans un filtre de formation de la transformation Hilbert.

CD 621.383

SURTENSIONS DE COMMUTATION
VOLTÈMÈTRE NUMÉRIQUE

Tiponuf, V., Stoiciu, D.: Appareil numérique pour l'étude des surtensions de commutation.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 113

On présente un appareil numérique automatisé en entrant pour l'étude des surtensions de commutation, qui permet d'effectuer des mesures directs dans les centrales et les stations de grande puissance. L'appareil étudie simultanément les trois phases, indiquant les volumes extrêmes de chacune, tant à la connexion, qu'à la déconnexion des disjoncteurs.

CD 621.316.9

GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS
ALÉATOIRES
DISTRIBUTION POISSON

Moisin, L. H.: Générateur d'impulsions aléatoires, simulateur de voie de transmission perturbée.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 117

L'ouvrage expose les principes théorétiques et le schéma de principe d'un générateur digital d'impulsions aléatoires avec une distribution Poisson et la possibilité de régler la probabilité moyenne d'apparition dans une gamme très étendue, ainsi que de tester la caractéristique aléatoire. Un tel générateur a été employé par l'auteur pour simuler une voie perturbée dans la transmission des données.

CD 621.38

ADAPTEUR D'INTERFACE
UNITÉ DE BANDE MAGNETIQUE

Anastasiiu, V., Nisipeanu, N., Popescu, Gr.: Des interfaces standard unité de bande magnétique - unité de liaison et méthodes d'adaptation.

E.E.A. - Automatica și electronica 24, nr. 3, sept 1980, p. 120

On discute la réalisation d'un cycle spécial de connexion du dérouleur.

On passe en revue l'évolution de la connexion des unités de liaison avec les unités de bande magnétique; on propose une solution pratique pour connecter une unité de bande magnétique dérouleur, avec interface standard noncodifiée, une unité de liaison microprogrammée, avec une interface codifiée, par l'introduction d'un adaptateur d'interface.

CD 621.38

MICROPROCESSEUR
CIRCUITS D'INTERFACE

Suciu, Gh.: Circuits d'interface pour microprocesseurs.

E.E.A. - Automatica și Electronica, 24, nr 3, sept 1980, p. 124

L'article se propose de présenter les composants LSI et VLSI (circuits) de transfert des données, de la et vers le microprocesseur, qui ont apparu récemment sur le marché. Ces composants, connus dans la littérature de spécialité comme „circuits d'interface” ont été divisées tenant compte des fonctions, pour comprendre plus aisément leur rôle dans un système microprocesseur.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 3

CZ 622.785 : 621.317.6

DIODE SCHOTTKY
BARIERĂ DE POTENȚIAL

Calculul înălțimii barierei de potențial la diodele Schottky aluminiiu-siliciu (n) cu strat de suprafață dopat

ADRIAN RUSU, B. HERȘCOVICI și CONȘTANTIN BULUCEA * București

Introducere

Înălțimea barierei de potențial ϕ_B este parametrul cel mai caracteristic al contactului metal-semiconductor, ea determinând mărimea curentului prin structură, I_{MS} , conform ecuațiilor (1-3):

$$I_{MS} = I_0 \exp [(qV_{MS}/kT) - 1] + I_{g/r} \exp [(qV_{MS}/2kT) - 1], \quad (1)$$

$$I_0 = A_J A T^2 \exp (-\phi_B/kT), \quad (2)$$

$$I_{g/r} = A_J q \frac{n_i}{2\tau_0} W, \quad (3)$$

unde: I_0 — este curentul de emisie termioinică;

$I_{g/r}$ — curentul de generare (la polarizare inversă sau recombinare (la polarizare directă) în regiunea de sarcină spațială de la suprafața semiconductorului;

V_{MS} — tensiunea aplicată contactului metal-semiconductor (pozitivă de la metal spre semiconductor);

A_J — suprafața contactului;

A — constanta lui Richardson;

k — constanta lui Boltzmann;

T — temperatura absolută;

q — sarcina electronului;

n_i — concentrația intrinsecă de purtători a semiconductorului;

τ_0 — timpul de viață a purtătorilor minoritari în semiconductor;

W — lărgimea regiunii de sarcină spațială din semiconductor.

ϕ_B este influențat de efectul forței imagine pe baza ecuației:

$$\phi_B = \phi_{Bo} - q\Delta\phi, \quad (4)$$

unde ϕ_{Bo} este valoarea asimptotică a barierei la cîmp electric nul, iar $\Delta\phi$ este scăderea de barieră datorată forței imagine. La contactele realizate pe material semiconductor de mare perfecțiune, de volum (rezistivitate mare și timp mare, de viață a purtătorilor minoritari) curentul de emisie termoelectronică este dominant față de curentul de generare/recombinație.

În timp ce $\Delta\phi$ este determinat de tensiunea inversă aplicată contractului pe baza relației clasice, rezultată din teoria lui Walter Schottky [4], ϕ_{Bo} depinde de proprietățile stratului de interfață metal-semiconductor într-o manieră mai puțin documentată atît ca relații teoretice, cit și ca date experimentale de referință. În cele ce urmează se reia teoria Bardeen [5] — Sze [1] pentru cazul particular al contactului aluminiiu-siliciu (n), aducîndu-i-se următoarele contribuții: (1) se introduce în calcul densitatea de suprafață a impurităților acceptoare la suprafața semiconductorului și (2) se rezolvă ecuații implicate în determinarea înălțimii barierei, furnizîndu-se curbe ale acestuia în funcție de concentrațiile de impurități din volum (donoare) și de la suprafață (acceptoare).

1. Controlul tehnologic al înălțimii barierei

Teoretic, simplificat (didactic), înălțimea barierei sistemului metal-semiconductor ar trebui să fie determinată de diferența lucrurilor

*. Dr. ing. Rusu, A. este șef de lucrări la Institutul politehnic — București, iar Herșcovici, B. este student la același institut; dr. ing. Bulucea, C. este cercetător științific principal gr. I la Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare (C.C.S.I.T.S.) din București.

de extracție ale metalului și ale semiconductorului însă, așa cum a arătat Barden [5], stările rapide de suprafață pot avea un rol mult mai important în determinarea înălțimii barierei. În plus, cercetători de dată mai recentă au relevat dependența sensibilă a înălțimii barierei de dopare cu impurități superficiale [6-9] sau adinci [10] a suprafeței semiconductorului. Corespunzător determinărilor amintite mai sus, înălțimea barierei se poate controla tehnologic prin: (1) alegerea metalului, (2) doparea cu impurități superficiale, (3) doparea cu impurități adinci (ambele la suprafața semiconductorului), sau (4) introducerea de stări de suprafață suplimentare față de cele existente nativ la suprafața semiconductorului. Din aceste metode cea mai eficientă și flexibilă pare să fie doparea cu impurități superficiale, a cărei modelare teoretică face obiectul acestui articol.

Din punct de vedere practic doparea suprafeței semiconductorului se realizează fie prin alierea contactului (în care caz atomii metalului difuzează în semiconductor) [11], fie prin implantarea cu ioni de joasă energie a semiconductorului înainte de realizarea contactului [6].

Înainte de a proceda la modelarea teoretică propriu-zisă se face precizarea că pentru menținerea unei barierei Schottky adevărate cantitatea de impurități care se introduce la suprafață trebuie să fie limitată, pentru ca prin curbarea benzilor energetice ale semiconductorului, care rezultă la suprafață, să nu se aducă nivelul Fermi al sistemului (la echilibrul termic) în vecinătatea benzii de valență la semiconductor de tip n (sau a benzii de conducție la semiconductor de tip p); în caz contrar la suprafața semiconductorului se formează o joncțiune $p-n$. Pentru tehnologiile uzuale prin care se realizează doparea suprafeței semiconductorului controlul cel mai eficient al înălțimii barierei se obține la concentrații de impurități în gama $1 \dots 10 \times 10^{12}$ atomi/cm², stratul superficial dopat având adâncimi de $50 \dots 150$ Å [9].

2. Modelul microfizic al structurii metal-semiconductor

Așa cum s-a arătat mai sus, impuritățile acceptoare prin care se controlează înălțimea barierei se introduc la suprafața semiconductorului, într-un strat de $50 \dots 150$ Å grosime, ceea ce i-a făcut pe mai mulți autori [6, 7] să modeleze structura contactului Schottky aluminu-siliciu (n) sub forma descrisă în figura 1. În acest model concentrația impurităților acceptoare se consideră egală cu solubilitatea solidă a impurităților respective în siliciu, $N_{a(SS)}$, iar grosimea stratului, t , se deduce prin împerecherea valorilor experimentale ale înălțimii

barierei cu cele teoretice. Deși acceptabil din punctul de vedere al posibilităților de calcul, această modelare suferă de două inconsistențe principiale, după cum se explicitează în cele ce urmează.

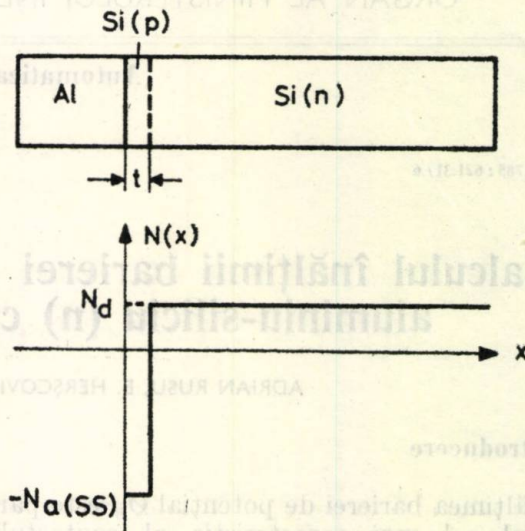


Fig. 1. Model teoretic al structurii metal-semiconductor [6,7].

În primul rînd, presupunerea unei concentrații constante de impurități pe o adâncime de 100 Å (de exemplu) de la suprafață este discutabilă deoarece, la o valoare tipică de 1×10^{18} cm⁻³ a acestei concentrații ar reveni, în medie, un singur (!) atom de impuritate pe întreaga distanță liniară a stratului superficial.

În al doilea rînd, solubilitatea solidă a impurităților, fiind o mărime definită și determinată experimental pentru volumul semiconductorului, este impropriu să fie folosită în determinarea concentrației de impurități la suprafața acestuia.

Inconsistențele semnalate mai sus elimină, în modelul propus în această lucrare, definind conținutul de impurități al stratului superficial printr-un parametru de suprafață, N_{sa} , măsurat în atomi/cm², fără a mai considera o grosime finită a stratului și, implicit, fără a mai asuma un anumit profil de distribuție a impurităților în adâncimea stratului.

Diagrama energetică a sistemului (aluminu/siliciu (n) dopat superficial) înainte de formarea contactului este reprezentată, la scară, în figura 2. Semiconductorul este golit de purtători pe o adâncime W_s^0 de la suprafață pentru a se asigura ocuparea nivelelor de impurități acceptoare și a stărilor de suprafață pînă la nivelul Fermi, conform ecuației:

$$qN_{sa} + qN_d W_s^0 = qD_{st}(E_F - q\phi_{s0}^0 - q\phi_0), \quad (5)$$

în care, D_{st} este densitatea energetică a stărilor de suprafață, exprimată în stări/eV/cm²; ϕ_{s0}^0 — înălțimea barierei de suprafață a semiconduc-

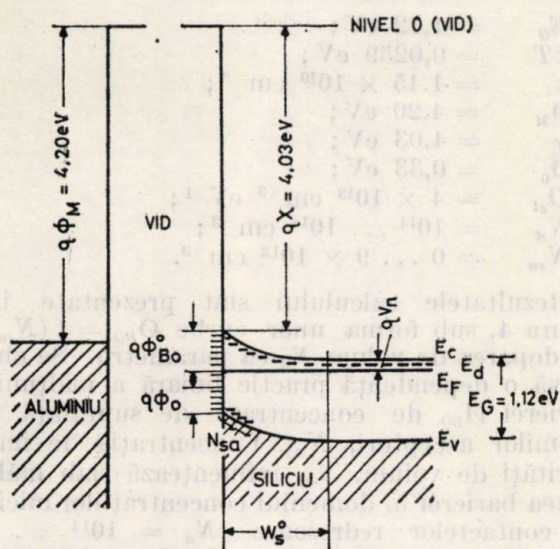


Fig. 2. Diagrama energetică a sistemului aluminiu-siliciu (n) înainte de formarea contactului.

torului izolat (v. figura); iar ϕ_0 este nivelul energetic, măsurat de la fundul benzii de valență, până la care electronii umplu stările de suprafață în condiții de neutralitate și benzi netede [5]. Un model pentru interpretarea parametrului ϕ_0 este ocuparea stărilor de suprafață acceptoare de deasupra benzii de valență cu electroni căzuți de pe stările donoare de sub banda de conducție.

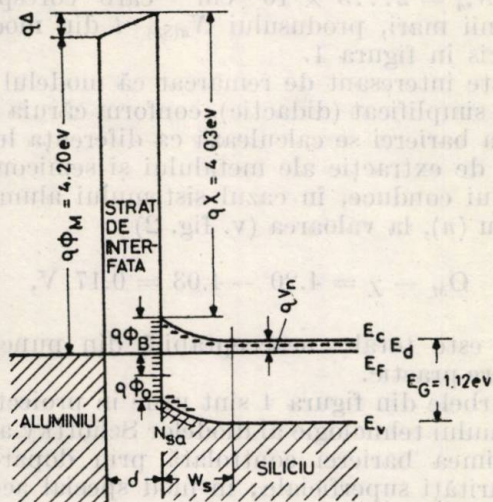


Fig. 3. Diagrama energetică a contactului aluminiu-siliciu (n).

La stabilirea contactului nivelele Fermi în metal și în semiconductor trebuie să se alinieze, ceea ce revine, în termeni fizici, la trecerea unor electroni din metal în semiconductor și, corespunzător, apariția unui câmp electric pe spațiul (vid) dintre metal și semiconductor (fig. 3). Rămânând fixate la interfață (datorită menținerii valorii afinității pentru electroni, χ , figura 2), nivelele E_c și E_v ale diagramei

energetice a semiconductorului se deplasează ușor în sus, împreună cu nivelul Fermi E_F , pentru a acomoda electronii intrați în semiconductor — pe stările de suprafață și în volum — la stabilirea contactului. În cazul unei densități mari a stărilor de suprafață (D_s , foarte mare), numai o mică deplasare în sus a nivelului Fermi este suficientă pentru crearea locurilor necesare pentru acești electroni, regiunea golită din volum rămânând practic neschimbată. În mod curent, se spune că nivelul Fermi este „bătut în cuie” (pinned down) de stările de suprafață, înălțimea barierei ϕ_B rămânând la valoarea ϕ_{BO} a suprafeței libere a semiconductorului, deci independentă de metal [5].

3. Calculul înălțimii barierei

În cazul general, înălțimea barierei se stabilește conform echilibrului de sarcini în sistemul /metal/strat de interfață/semiconductor/:

$$Q_M = -(Q_B + Q_{st} + Q_{sa}), \quad (6)$$

în care

- Q_M este sarcina (negativă) de pe metal;
- Q_B — sarcina din volumul regiunii golite;
- Q_{st} — sarcina stărilor de suprafață;
- Q_{sa} — sarcina impurităților acceptoare de la suprafață.

Toate sarcinile descrise mai sus sînt definite pe unitatea de suprafață.

Considerînd diagrama energetică din figura 3 (reprezentată, la scară, pentru sistemul /aluminiu/vid/siliciu/), sarcinile care intră în ecuația (6) se calculează după cum urmează:

Sarcina pe metal este dată de ecuația:

$$Q_M = \frac{K_t \epsilon_0}{\delta}, \quad (7)$$

în cazul K_t , ϵ_0 este constanta dielectrică a stratului de interfață de grosime δ , presupus transparent pentru electroni și polarizat cu tensiunea Δ . Indiferent de natura materialului care constituie stratul de interfață (vid, cum se presupune în modelele teoretice simplificate, sau bioxid de siliciu nativ, cum este în realitate), constanta lui dielectrică se consideră egală cu cea a vidului ($K_t = 1$) deoarece timpul de tranzit al electronului prin acest strat foarte subțire ($\delta \approx 5 \text{ \AA}$ la contacte realizate pe semiconductoare clivate în vid sau foarte bine curățite [1]), este mai mic decît timpul de polarizare dielectrică. Tensiunea Δ pe stratul de interfață se exprimă în funcție de parametrii diagramei energetice (fig. 3):

$$\Delta = \phi_{BO} + \chi - \phi_M. \quad (8)$$

Sarcina din volumul regiunii golite se calculează conform relației clasice:

$$Q_B = qN_d W_s = \sqrt{2} qK_s \epsilon_0 N_d (\phi_{BO} - V_n - kT/q), \quad (9)$$

unde termenul kT/q este general acceptat ca o bună aproximare a corecției de purtători mobili aplicată modelului golirii totale [1], iar V_n este măsura nivelului Fermi (fig. 3).

Sarcina stărilor de suprafață este dată de ecuația:

$$Q_{st} = -qD_{st}(E_G - q\phi_0 - q\phi_{BO}). \quad (10)$$

Sarcina impurităților acceptoare este:

$$Q_{sa} = -qN_{sa}. \quad (11)$$

Introducând (7)...(11) în (6) se obține următoarea ecuație irațională în ϕ_{BO} ,

$$-\phi_{BO} - \chi + \phi_M = \frac{\epsilon_0}{\delta} \sqrt{2} qK_s \epsilon_0 (\phi_{BO} - V_n - kT/q) - qD_{st}(E_G - q\phi_0 - q\phi_{BO}) - qN_{sa}, \quad (12)$$

unde:

$$V_n = \frac{E_G}{2q} - \frac{kT}{q} \ln \frac{N_d}{n_i}. \quad (13)$$

Ecuația (12) a fost rezolvată pentru ϕ_{BO} , folosind următoarele date [1]:

$$\begin{aligned} q &= 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}; \\ \epsilon_0 &= 8,86 \times 10^{-14} \text{ F/cm}; \\ \epsilon_s/\epsilon_0 &= 11,7; \end{aligned}$$

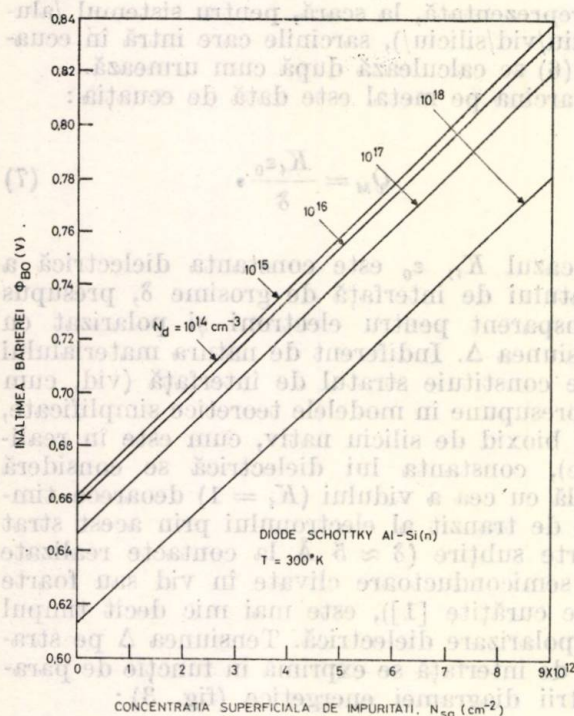


Fig. 4. Înălțimea barierei, ϕ_{BO} , în funcție de concentrația superficială de impurități, N_{sa} și doparea de volum, N_d .

$$\begin{aligned} E_G &= 1,12 \text{ eV}; \\ kT &= 0,0259 \text{ eV}; \\ n_i &= 1,45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}; \\ \phi_M &= 4,20 \text{ eV}; \\ \chi &= 4,03 \text{ eV}; \\ \phi_0 &= 0,33 \text{ eV}; \\ D_{st} &= 4 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3} \text{ eV}^{-1}; \\ N_d &= 10^{14} \dots 10^{18} \text{ cm}^{-3}; \\ N_{sa} &= 0 \dots 9 \times 10^{12} \text{ cm}^{-3}. \end{aligned}$$

Rezultatele calculului sînt prezentate în figura 4, sub forma unor curbe $\phi_{BO} = f(N_{sa})$ cu doparea de volum N_d ca parametru. Se observă o dependență practic liniară a înălțimii barierei ϕ_{BO} de concentrație de suprafață a atomilor acceptori, N_{sa} . Concentrația de impurități de volum, N_d , influențează slab înălțimea barierei în domeniul concentrațiilor mici, al contactelor redresoare ($N_d = 10^{14} \dots 10^{16} \text{ cm}^{-3}$), dar puternic în domeniul concentrațiilor mari, al contactelor ohmice ($N_d = 10^{16} \dots 10^{18} \text{ cm}^{-3}$). În mod particular

$N_{sa} = 0$ și N_d și $N_d = 10^{14} \dots 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ se determină valoarea $\phi_{BO}(0) \approx 0,66 \text{ V}$, raportată în literatură pentru diode Schottky ideale [1]. Valoarea $\phi_{BO} = 0,69 \dots 0,74 \text{ V}$, raportată pentru diode Schottky reale [12, 13] se determină pentru concentrații de suprafață în gama $N_{sa} = 2 \dots 5 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ care corespund, în linii mari, produsului $N_{a(SS)} \cdot t$ din modelul descris în figura 1.

Este interesant de remarcat că modelul teoretic simplificat (didactic), conform căruia înălțimea barierei se calculează ca diferența lucrurilor de extracție ale metalului și semiconductorului conduce, în cazul sistemului aluminiu-siliciu (n), la valoarea (v. fig. 2):

$$\phi_M - \chi = 4,20 - 4,03 = 0,17 \text{ V}, \quad (14)$$

care este total neacceptabilă din punct de vedere practic.

Curbele din figura 4 sînt utile în proiectarea regimului tehnologic al diodelor Schottky avînd înălțimea barierei controlată prin dopare cu impurități superficiale; în mod special acestea sînt aplicabile în cazul dopării prin implantare de ioni, unde N_{sa} corespunde direct parametrului de proces — doza de implantare.

5. Concluzii

Pe baza teoriei Bardeen-Sze asupra contactului metal-semiconductor s-a elaborat un model de calcul al înălțimii barierei la diodele Schottky aluminiu-siliciu (n) care ține seama atît de stările rapide de suprafață, cît și de doparea suprafeței cu impurități acceptoare. Spre deosebire de alte modele, în care doparea su-

prafeței se caracterizează prin doi parametri de volum (concentrație de impurități pe unitatea de volum și grosimea stratului dopat), în modelul propus în această lucrare se utilizează un singur parametru de suprafață (concentrația de impurități pe unitatea de suprafață).

Rezultatele calculului au fost prezentate grafic sub forma unor curbe ale înălțimii barierei în funcție de concentrația superficială de impurități, cu concentrația de impurități de volum ca parametru. Înălțimile barierei determinate din aceste curbe concordă bine cu datele experimentale raportate în literatură pentru diode Schottky aluminiu-siliciu (n).

Bibliografie

- [1] Sze, S.M. Physics of Semiconductor Devices. New York, Wiley, 1969.
- [2] Grove, A.S. Physics and Technology of Semiconductor Devices. New York, Wiley, 1967.
- [3] Yu, A.Y.C. și Snow, F.H. Surface Effects on Metal-Semiconductor Contacts. În: Journal of Applied Physics, vol. 39, 1968, p. 3 008.
- [4] Schottky, W. Vereinfachte und erweiterte Theorie der Randschichtgleichrichter. În: Zeits f. Physik, vol. 118, 1942, p. 539.

- [5] Bardeen, J. Surface States and Rectification at a Metal Semi-Conductor Contact. În: Physical Review, vol. 71, 1947, p. 717.
- [6] Shannon, J.M. Increasing the effective height of a Schottky barrier using low-energy ion implantation. În: Applied Physics Letters, vol. 25, 1974, p. 75.
- [7] Basterfield, J., Shannon, J.M. și Gill, M. The nature of barrier height variations in alloyed Al-Si Schottky barrier diodes. În: Solid-State Electronics, vol. 18, 1975, p. 290.
- [8] Rusu, A. și Boștinăru, A. Caracteristica electrică statică în polarizare inversă la diodele Schottky Al-Si. În: Electrotehnica, Electronica și Automatica, vol. 19, 1975, p. 141.
- [9] Morgan, D.V. și Frey, J. Schottky Barrier Height: A Design Parameter for Device Applications. În Solid-State Electronics, vol. 22, 1979, p. 865.
- [10] Taylor, P.D. și Morgan, D.V. The effects of radiation damage on the properties of Ni-n GaAs Schottky diodes — II. „Thermal characteristics. În: Solid-State Electronics, vol. 19, 1976, p. 481.
- [11] Card, H.C. Thermally-Induced Changes in Barrier Heights of Aluminium Contacts to p-and n-type Silicon. În: Solid-State Communications, vol. 16, 1975, p. 87.
- [12] Yu, A.Y.C. și Mead, C.A. Characteristics of Aluminium-Silicon Schottky Barrier Diode. În: Solid-State Electronics, vol. 13, 1970, p. 97 — 104.
- [13] Rusu, A., Bulucea, C. și Postolache, C. The Metal-Overlap Laterally-Diffused (MOLD) Schottky Diode. În: Solid-State Electronics, vol. 20, 1977, p. 499 — 506.

CZ 621.382

TENSIUNE DE STRĂPUNGERE
DIODE ZENER
JONCTIUNI SEMICONDUCTOARE

Coeficienți de ionizare pentru calculul tensiunii de străpungere la joncțiuni semiconductoare plane cu siliciu. Diode Zener

GEORGE V. MÂNDUȚEANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Într-o lucrare anterioară [5] s-a arătat că în calculul tensiunilor de străpungere pentru diode redresoare ($V_B > 1\,000\text{ V}$) este justificată folosirea coeficienților de ionizare OVER-STRATEN [2]. În această lucrare se folosește aceeași condiție de străpungere:

$$1 = \int_0^w \alpha_p e^{\int_0^x (\alpha_n - \alpha_p) dx'} dx' \quad (1)$$

unde w este lărgimea regiunii de sarcină spațială la străpungere, α_n și α_p sînt coeficienți de ionizare pentru electroni, respectiv pentru goli, de forma:

$$\alpha_n = \alpha_{n\infty} e^{-\frac{b_n}{E}}, \quad (2)$$

$$\alpha_p = \alpha_{p\infty} e^{-\frac{b_p}{E}}, \quad (3)$$

E fiind cîmpul electric.

Valorile constantelor $\alpha_{n\infty}$, b_n , $\alpha_{p\infty}$, b_p sînt date în [5], anexa 1.

Condiții experimentale

S-a urmărit variația tensiunii de străpungere la diode Zener, cu adîncimea joncțiunii între $15\text{ }\mu\text{m}$ și $50\text{ }\mu\text{m}$, făcute cu siliciu de aceeași rezistivitate.

S-au folosit plachete de Si TOPSIL lustruite o față, tip P, $\varnothing 50\text{ mm}$, $\rho = 24 \div 26\text{ m}\Omega\text{ cm}$, măsurată cu rezistivimetrul tip KOKUSAI, model VR-20.

Procesul de difuzie a fost următorul: oxidare umedă la $1\,170^\circ\text{C}$, 3 ore, dezoxidare față lucioasă, predifuzie POCl_3 la $1\,180^\circ\text{C}$, 1 oră, dezoxidare pe ambele fețe, pensulare B_2O_3 , difuzie la $1\,255^\circ\text{C}$ timp de 1, 2, 6, 24 și 50 ore.

Măsurarea adîncimilor joncțiunilor, X_j și determinarea concentrațiilor de suprafață, C_s sînt prezentate în anexa 1.

Adîncimile joncțiunilor au fost de $14\text{ }\mu\text{m}$, $18\text{ }\mu\text{m}$, $26\text{ }\mu\text{m}$, $40\text{ }\mu\text{m}$ și $52\text{ }\mu\text{m}$ iar concentrațiile de suprafață s-au considerat de $8,5 \times 10^{20}\text{ cm}^{-3}$, $6,85 \times 10^{20}\text{ cm}^{-3}$, $5,85 \times 10^{20}\text{ cm}^{-3}$, $3,6 \times 10^{20}\text{ cm}^{-3}$ și, respectiv, de $2,75 \times 10^{20}\text{ cm}^{-3}$.

Pentru a vedea dacă decuparea și corodarea influențează sau nu tensiunea de străpungere

* Ing. Mănduțeanu, G.V. — I.P.R.S.-Băneasa.

s-au făcut diode prin două tehnologii diferite, din aceste puncte de vedere:

— pentru capsula F 126 plachetele s-au tăiat cu discul diamantat $1,2 \times 1,2$ mm și structurile obținute s-au corodat în soluție de acizi și s-au pasivat cu rășină siliconică.

— pentru capsula DO₁₃ plachetele s-au decupat chimic într-un hexagon cu latura de 1 mm, s-a făcut corodare în soluție de acizi și apoi pasivare cu rășină siliconică.

Rezultate și comentarii

În figurile 1, 2, 3, 4 s-au reprezentat rezultatele măsurătorilor tensiunilor de străpungere pentru diodele obținute. Măsurătorile s-au făcut cu ajutorul unui caracterograf TEKTRONIX 576. Pe verticală scara a fost de 5 $\mu\text{A}/\text{div}$, iar

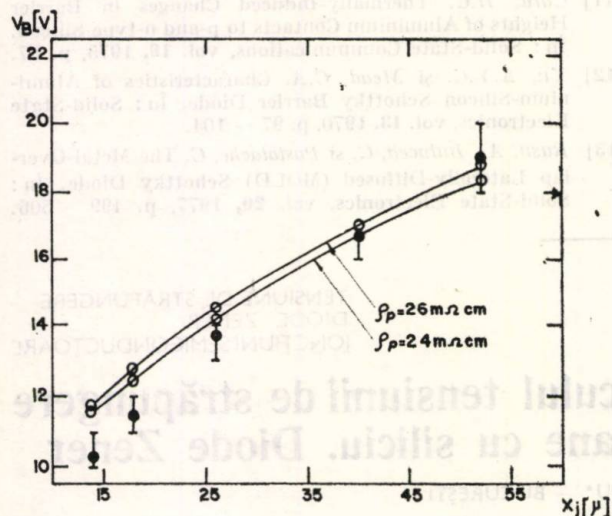


Fig. 1. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu adâncimea joncțiunii X_J : coeficienți LEE [1] (0) și valori experimentale (●).

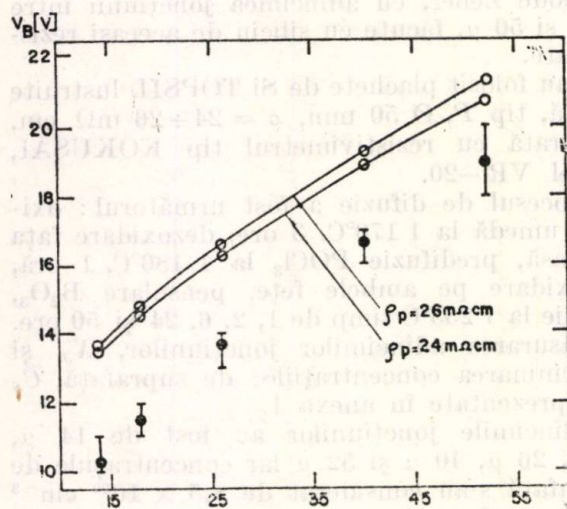


Fig. 2. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu adâncimea joncțiunii X_J : coeficienți OVERSTRAETEN [2] (0) și valori experimentale (●).

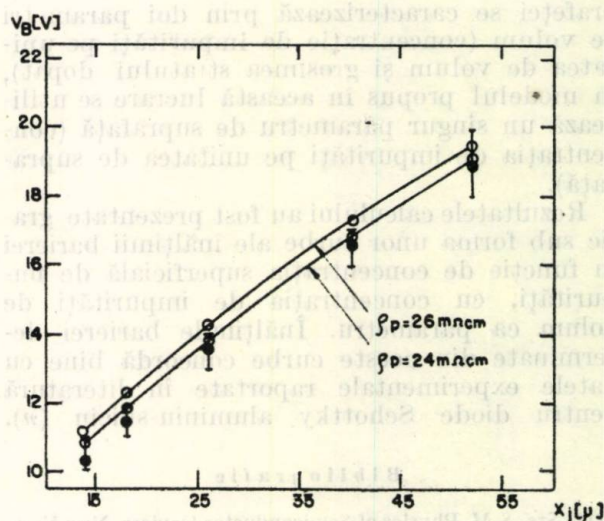


Fig. 3. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu adâncimea joncțiunii X_J : coeficienți GRANT [3] (0) și valori experimentale (●).

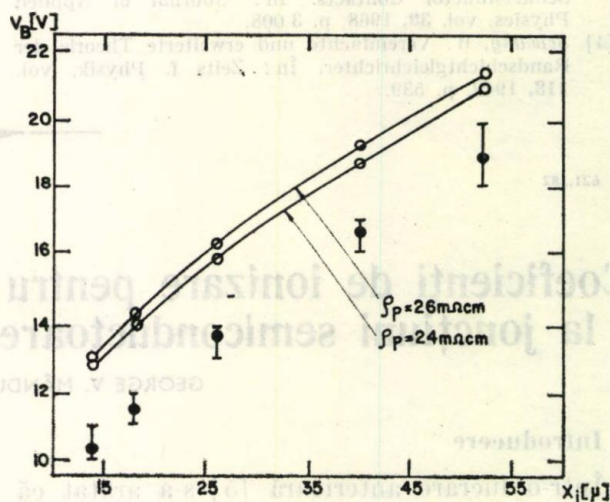


Fig. 4. Variația tensiunii de străpungere, V_B cu adâncimea joncțiunii X_J : coeficienți OGAWA [4] (0) și valori experimentale (●).

pe orizontală de 1 V/div, pentru primele 4 teste, și de 2 V/div pentru ultimul test. S-au considerat numai caracteristicile de tip „tare” unde tensiunea nu variază practic, pentru curenți între 1 μA și 50 μA . Diodele cu caracteristica tip „moale” s-au considerat defecte.

Valorile tensiunilor de străpungere nu au diferit sesizabil în condițiile de măsură de mai sus, de tipul de diodă F 126 și DO₁₃, ceea ce arată că decuparea plachetelor și corodarea structurilor nu au influențat performanțele joncțiunii (este puțin probabil ca decuparea cu ajutorul discului diamantat și decuparea chimică să influențeze exact la fel tensiunea de străpungere).

Pe graficele din figurile 1 — 4 s-au reprezentat valorile minimă și maximă, precum și valoarea medie a tensiunii de străpungere. Tot în fi-

gurile 1—4 s-au reprezentat și valorile calculate ale tensiunilor de străpungere, folosind relația (1) și coeficienți de ionizare LEE [1], figura 1, OVERSTRAETEN [2], figura 2, GRANT [3], figura 3, OGAWA [4], figura 4. Parametrii considerați în calcul au fost următorii:

— concentrația de bază corespunzătoare rezistivităților $\rho_p = 24 \text{ m}\Omega \text{ cm}$ și $\rho_p = 26 \text{ m}\Omega \text{ cm}$, conform curbilor lui Irvin;

— adâncimile joncțiunii $X_{JN} = 14 \text{ }\mu\text{m}$, $18 \text{ }\mu\text{m}$, $26 \text{ }\mu\text{m}$, $40 \text{ }\mu\text{m}$, $52 \text{ }\mu\text{m}$;

— concentrațiile de suprafață $C_{SN} = 8,5 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $6,85 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $5,85 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $3,6 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ și respectiv $2,75 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$;

— distribuție de impurități tip Gauss.

Modul de calcul este prezentat în anexa 2 din [5].

Compararea rezultatelor din figurile 1—4 este făcută în figura 5, unde diferența între media celor două valori calculate (pentru $\rho = 24 \text{ m}\Omega \text{ cm}$ și $\rho = 26 \text{ m}\Omega \text{ cm}$) ale tensiunii de străpungere și media tensiunii de străpungere, obținută experimental, este raportată la media tensiunii de străpungere obținută experimental. Pe abscisă sînt trecute valorile adâncimilor joncțiunilor X_{JN} . Se observă că cea mai mică abatere, între 2,1% și 7,9% este în cazul folosirii coeficienților de ionizare LEE [1]. Pentru coeficienți OVERSTRAETEN [2], abaterea este între 10,6% și 33,2%, pentru coeficienți GRANT [3], abaterea este între -2% și 14%, iar pentru coeficienți OGAWA [4], abaterea este între 11,3% și 26,5%.

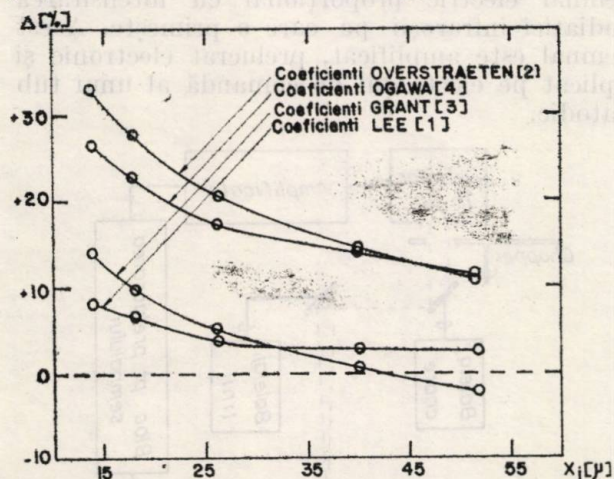


Fig. 5. Abaterea, Δ , a tensiunii de străpungere teoretică față de tensiunea de străpungere determinată experimental în funcție de adâncimea joncțiunii, X_J , pentru diferiți coeficienți de ionizare $\rho_p = 24 - 26 \text{ m}\Omega \text{ cm}$.

Concluzii

S-au făcut experiențe cu scopul de a determina care dintre cele 4 tipuri de coeficienți de ionizare LEE [1], OVERSTRAETEN [2], GRANT [3] și OGAWA [4] poate fi folosit pentru calculul cit mai exact al tensiunii de

străpungere la diode Zener, pentru concentrații de bază de ordinul 10^{18} cm^{-3} . Diodele au fost făcute din siliciu TOPSIL cu rezistivitatea $\rho_p = 24 \div 26 \text{ m}\Omega \text{ cm}$. Adâncimile joncțiunilor au fost între $15 \text{ }\mu\text{m}$ și $50 \text{ }\mu\text{m}$. Tehnologia de fabricație a fost MESA. Rezultatele au arătat că în aceste condiții folosirea în calcul a coeficienților de ionizare LEE dă erori mai mici de 8%.

ANEXA 1.

Măsurarea adâncimilor joncțiunii și determinarea concentrațiilor de suprafață

Pentru măsurarea adâncimii joncțiunii s-a decupat din fiecare test, din câte o plachetă, o structură rotundă, cu $\varnothing 8 \text{ mm}$. S-au făcut succesiv rodări manuale pe fața n și s-a măsurat grosimea structurii, până cînd valoarea lui V/I a avut un salt brusc la valoarea corespunzătoare rezistivității de bază. În acel punct s-a considerat că este joncțiunea.

Măsurarea grosimii structurii s-a făcut cu ajutorul unui comparator tip COMPAC. Diferența de grosime între două măsurători succesive în regiunea joncțiunii nu a fost mai mare de $2 \text{ }\mu\text{m}$.

Pentru determinarea lui C_s s-a măsurat V/I , s-a calculat $\bar{\sigma}$ cu formula:

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{4,532 \times \frac{V}{I} \times X_J}, \quad (4)$$

și apoi s-a determinat C_s din curbele $C_s(\bar{\sigma}, C_B)$. Măsurarea lui V/I s-a făcut pe plachetele cu $\varnothing 50 \text{ mm}$ cu ajutorul rezistivimetrului tip KOKUSAI model VR-20, cu distanța între sonde $s = 1 \text{ mm}$. Valorile obținute pentru V/I au fost de $77,9 \text{ m}\Omega$, $71,2 \text{ m}\Omega$, $58,2 \text{ m}\Omega$, $47,6 \text{ m}\Omega$ și $42,1 \text{ m}\Omega$.

Valorile lui $\bar{\sigma}$ s-au folosit pentru determinarea lui C_s din curbele $C_s(\bar{\sigma}, C_B)$, pentru profil Gauss pe substrat p din [6], reproduse în [7]. S-a considerat media valorilor lui C_s pentru $C_B = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ și $C_B = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ deoarece concentrația de bază corespunzătoare lui $\rho_p = 26 \text{ m}\Omega \text{ cm}$ este $C_B \approx 4 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

Valorile lui C_s obținute au fost: $8,5 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $6,85 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $5,85 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $3,6 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, respectiv $2,75 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$.

Bibliografie

- [1] Lee, C.A., Logan, R.A., Batdorf, R.A., Kleimack, J.J. and Wiegman, W. Ionization rates of holes and electrons in silicon, Phys. Rev., Vol. 134, May 4, 1964, p. A 761 - A 773.
- [2] Van Overstraeten, R. and De Man, H. Measurement of the ionization rates in diffused silicon $p-n$ junctions. In: Solid state Electron, Vol. 13, May 1970, p. 583 - 608.

- [3] Grant, W.N. Electron and hole ionization rates in epitaxial silicon at high electric fields. În: Solid State Electron, Vol. 16, 1973, p. 1 189 — 1 203.
- [4] Ogawa, T. Avalanche breakdown and multiplication in silicon $p-i-n$ junction. În: Japanese J. Appl. Phys. Vol. 4, 1965, p. 473 — 484.
- [5] Mănduțeanu, G.V. Verificarea coeficienților de ionizare folosiți în calculul tensiunii de străpungere la jonc-
- țiuni semiconductoare plane cu siliciu. În: E.E.A., Automatica și electronica, nr. 2, 1980, p. 72.
- [6] Irvin, J.C. Resistivity of bulk silicon and of diffused layers in silicon. Bell Telephone System — Technical Publication, monograph 4092.
- [7] Bodea, M., Rusu, A. Tehnologia dispozitivelor semiconductoare și a circuitelor integrate. Culegere de probleme. Institutul politehnic-București, 1973.

CZ 621.38.001

SEMICONDUCTOARE
FIABILITATE
MICROTHERMOSCOPIE

Elemente de predeterminare a fiabilității tranzistoarelor prin microtermoscopie*

EUGENIA G. CĂRBUNESCU, GHEORGHE ȘT, BĂLUȚA** — BUCUREȘTI

Introducere

Analiza radiației termice emisă de suprafața structurii semiconductoare a unui tranzistor în funcționare permite evidențierea distribuției anormale a temperaturii și relevă existența punctelor fierbinți pe această suprafață. Prin urmare cauzele posibile ale acestor fenomene se numără defectele în siliciu și în oxidul folosit ca mască, sudurile imperfecte pe ambază, nerespectarea unor parametri ai procesului tehnologic sau deficiențele de proiectare. Există o mare probabilitate ca asemenea dispozitive să se degradeze în timpul funcționării și să prezinte căderi catastrofale. O asemenea legătură între efectele termice observate pe suprafața cipului și degradarea în timp a dispozitivelor este pusă în evidență în lucrare, pentru câteva tipuri de tranzistoare.

Importanța studiului prin microtermoscopie constă în posibilitatea de predicție a unor deteriorări în funcționare, prin analiza nedestructivă a radiației termice a dispozitivului încă înainte de închiderea capsulei acestuia. Aplicabilitatea este imediată, la studiul prototipurilor, analiza eșantionată a calității, în controlul periodic al tehnologiei și chiar în producția de serie a unor dispozitive cu cerințe speciale de fiabilitate.

1. Principiul microtermoscopiei

Microscopul cu imagine termică (sau microtermoscopul) este un aparat complex pentru studiul radiației termice emise de corpuri cu dimensiuni mici. El are posibilități multiple de analiză a imaginii termice a obiectului, permițând localizarea și măsurarea diverselor

temperaturi de pe suprafața acestuia. Schema-bloc a aparatului utilizat de autori — tip ELTRO — este prezentată în fig. 1 [1]. Obiectul este așezat pe o masă cu posibilități de deplasare în toate direcțiile. Un obiectiv formează imaginea reală a suprafeței studiate. Punerea la punct se face vizual, cu un ocular. Imaginea este apoi explorată cu un sistem de oglinzi mobile, linie cu linie și cadru după cadru, astfel încât un detector de infraroșu să primească, succesiv, radiația din fiecare punct al imaginii. Detectorul cu InSb, funcționând la temperatura azotului lichid, furnizează un semnal electric proporțional cu intensitatea radiației infraroșii pe care o primește. Acest semnal este amplificat, prelucrat electronic și aplicat pe electrodul de comandă al unui tub catodic.

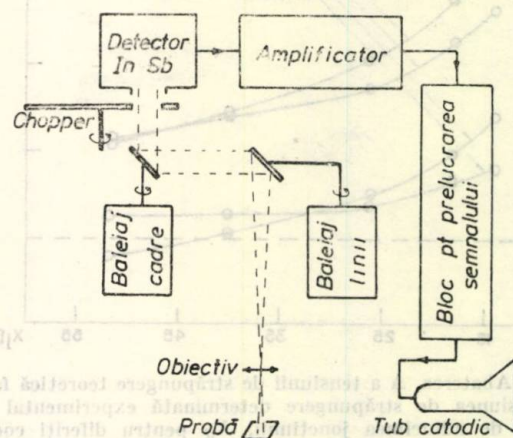


Fig. 1. Schema-bloc a microtermoscopului.

Sînt posibile mai multe moduri de lucru, funcție de felul în care este prelucrat semnalul. Astfel, se poate obține o imagine a obiectului în care regiunile cu temperaturi diferite sînt reproduse prin diverse nuanțe de gri. Zonele cele mai fierbinți pot fi reprezentate prin albul

* Lucrarea a fost comunicată la CAS'79 a ICCE.

** Fiz. Cărbunescu E.G. și fig. Băluță, Șt. G. sînt cercetători la ICCE-București.

cel mai intens (imagine normală) sau prin negrul cel mai profund (imagine inversă). Se poate pune în evidență o anumită izotermă — pentru oricare temperatură din domeniul de lucru al aparatului — care este prezentată pe ecran, separat, (albă pe fond negru) sau împreună cu imaginea termică a suprafeței (o linie punctată peste imaginea normală în tonuri de gri). În sfârșit, se poate vizualiza profilul termic al unei linii a imaginii, sub forma unui grafic ce conține pe ordonată temperatura, iar pe abscisă distanța. Această reprezentare se obține prin aplicarea pe sistemul de deflexie verticală a semnalului video, corespunzător unei linii prestabilite a imaginii. Desigur, pentru a realiza toate aceste moduri de lucru, aparatul mai conține etaje de sincronizare, comparare, inversare și amplificare a semnalelor, care nu au fost reprezentate explicit pe schema-bloc.

Aparatul permite analiza obiectelor cu dimensiuni maxime de $1,2 \times 1,2 \text{ mm}^2$ până la $0,34 \times 0,34 \text{ mm}^2$ (funcție de obiectivul folosit). Se explorează 16 imagini a cite 100 linii fiecare, pe secundă. Domeniul de lucru utilizat: $50-220^\circ\text{C}$. Când se studiază radiația termică a structurilor semiconductoare, trebuie realizate circuitele de alimentare care să asigure polarizările necesare diversilor electrozi și regimurile de lucru dorite.

2. Rezultate experimentale

S-au prelevat pentru analiză tranzistoare supuse la proba de funcționare de durată (5 000 ore) în regim static. S-au comparat exemplare care nu au prezentat modificări semnificative ale parametrilor I_{CBO} și h_{21E} la sfârșitul acestei probe (grupate în lotul A), cu exemplare la care valorile acestor parametri s-au modificat mult, ieșind din limitele admise (lotul B). Condițiile de alimentare a tranzistoarelor, în momentul studiului la microtermoscop, au fost astfel alese încât să asigure tensiunea U_{CE} nominală și puterea disipată maximă, admisă la fiecare tip. În mod sistematic, s-a constatat că temperatura maximă pe cip este superioară la lotul B față de lotul A. În tabelul 1 sînt prezentate valorile medii ale temperaturilor maxime înregistrate pe aceste loturi. Se observă temperaturile mai ridicate la cipurile din lotul B. Ele sînt însoțite în majoritatea cazurilor de o distribuție neuniformă a temperaturii pe suprafață. Pentru ilustrare

a fost reprodusă în figura 2 izoterma de 85°C la un tranzistor ROS 03 din lotul A. Se vede o extindere relativ uniformă a acesteia pe toată structura. Nu același lucru se întâmplă la structurile din lotul B pentru acest tip de tranzis-

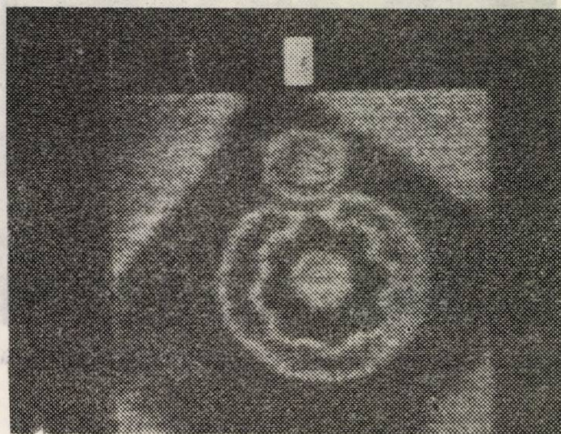


Fig. 2. Izoterma de 85°C pe cipul unui tranzistor ROS 03 — lot A.



Fig. 3. Izoterma de 185°C pe cipul unui tranzistor ROS 03 — lot B.

tor (fig. 3). Este prezentată izoterma de 185°C , ce are o extindere neuniformă. Figura 4 este o imagine optică, obținută cu un microscop obișnuit, a unei structuri tip ROS 03, pentru a permite înțelegerea imaginilor termice prezentate anterior. Firul de contactare a bazei poate fi sudat oriunde pe metalizarea circulară și de aceea poziția lui nu este aceeași în cele trei figuri.

Alte fenomene observate la unele exemplare din loturile B sînt punctele fierbinți, adică zone restrinse cu temperatură mult mai mare

Tabelul 1

TIP LOT	ROS 03		2N 709		2N 918		2N 2369	
	A	B	A	B	A	B	A	B
$T_{max}, ^\circ\text{C}$	105	182	114	157	120	178	109	164

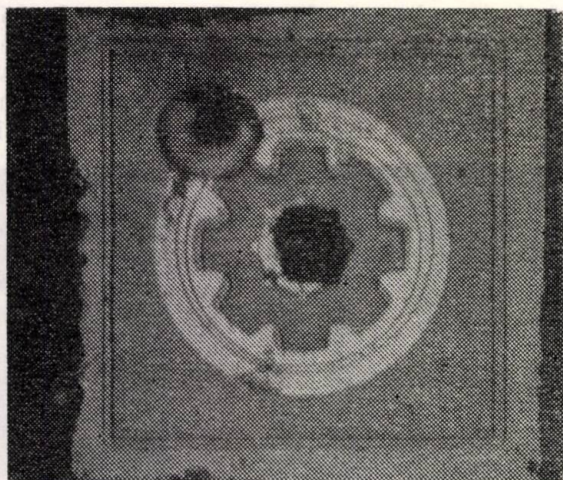


Fig. 4. Imaginea optică a unui tranzistor ROS 03 (mărire 128 ×).

decît a regiunilor învecinate. Figura 5 înfățișează un astfel de punct fierbinte pe cipul unui tranzistor 2N 2369. Profilul termic detaliat al unei porțiuni din linia ce trece prin punctul fierbinte (fig. 6) relevă o temperatură de 190°C a acestuia, față de 90–120°C înregistrate la regiunile imediat învecinate. Figura 7 este o fotografie realizată cu microscopul optic a cipului unui tranzistor 2N 2369.

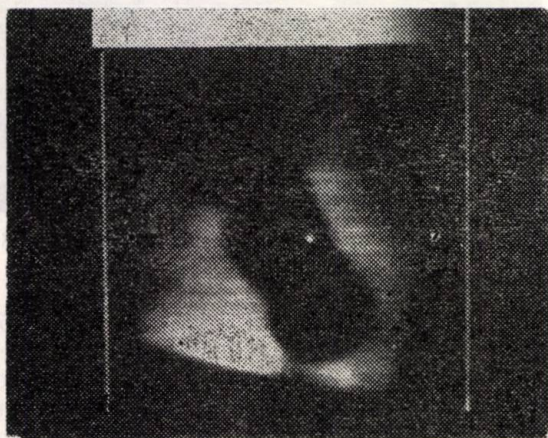


Fig. 5. Punct fierbinte pe cipul unui tranzistor 2 N 2369 — imagine normală, obținută cu microtermoscopul.

S-a urmărit evoluția în timp a tranzistoarelor la care s-au observat puncte fierbinți pe structură, prin continuarea probei de funcționare la parametri nominali. S-a constatat ieșirea din uz catastrofală la 65% din aceste tranzistoare după încă 1 000 ore de funcționare. Pentru a menține suprafața nominală de răcire, a capsulelor la care s-a tăiat capacul, a fost adăugat un radiator cilindric din tablă, cu aceeași suprafață ca a capacului inițial. Un dop termoizolant a asigurat protecția contra răcirii prin curenți de convecție.

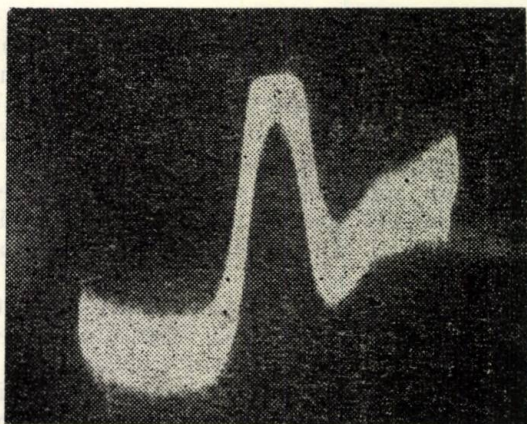


Fig. 6. Detaliu al profilului de temperatură al liniei ce conține punctul fierbinte din figura 5.

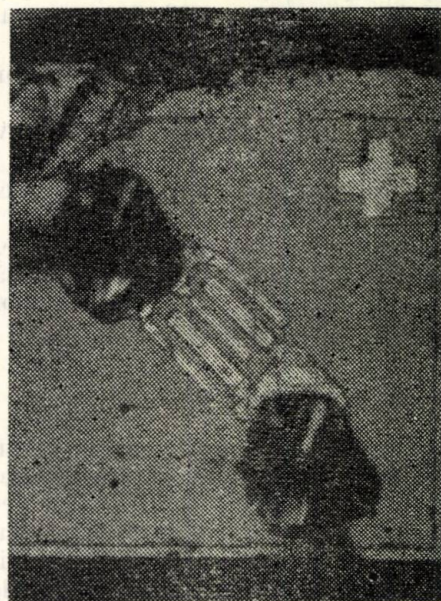


Fig. 7. Imaginea optică a tranzistorului 2 N 2369 (mărire 128 ×).

3. Analiza rezultatelor

Într-un tranzistor cu joncțiuni căldura este produsă, în principal, prin fenomenele de recombinare a purtătorilor în vecinătatea joncțiunii. În condiții ideale, imaginile termice ale diferitelor exemplare ale unui tip de tranzistor, alimentate identic, trebuie să fie foarte asemănătoare. Cauzele diferențelor observate în aspectul termic al structurii unui exemplar față de altul sînt multiple.

Una din cauze o constituie disiparea în condiții diferite a căldurii de la structură la ambază. Ca urmare a sudurii defectuoase, incluzînd goluri, se micșorează conductivitatea termică dintre unele zone ale cipului și ambază; acolo structura va căpăta o temperatură mai ridicată [2]. Astfel de defecte provoacă neuniformități pronunțate ale hărții termice a cipului pe zone destul de întinse. Figura 8 înfă-

țișează un asemenea defect la un tranzistor 2N 2369. Izoterma de 160°C indică un gol sub pata albă de pe imagine. Prin desprinderea ulterioară a cipului, s-a putut observa direct existența acestui gol, după „amprenta” rămasă pe metalizare.

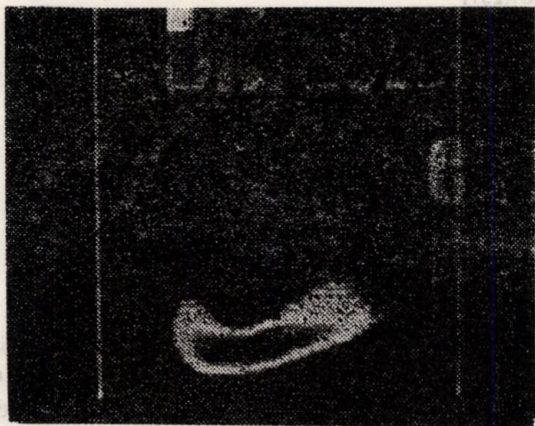


Fig. 8. Izotermă de 160°C la un tranzistor 2N 2369.

Alte cauze sînt defectele prezente în siliciu sau în oxid. Ele preexistă în placheta folosită sau apar în timpul procesării. Efectul lor constă adesea în apariția străpungerilor locale ce conduc la încălzirea accentuată a unor zone cu arie foarte mică sau mai mare. Punctele fierbinți, ca cel din figura 5, apar ca urmare a unor străpungeri locale. La rîndul lor, acestea se pot datora mai multor cauze. Unele defecte de structură a rețelei (vacanțe, interstiții), aglomerate în zone din regiunea de sarcină spațială a joncțiunii polarizate invers pot reprezenta centri de generare a purtătorilor, care — eventual multiplicați — duc la creșterea lui I_{CBO} și la scăderea tensiunii de străpungere. De asemenea, precipitatele metalice în siliciu determină creșterea curentului înainte de a se ajunge în regiunea de avalanșă, prin străpungeri localizate în zonele de cîmp intens din

jurul acestor precipitate. Grosimea neuniformă a bazei, ca rezultat al unei tehnologii imperfecte, ori datorită fenomenului de împingere a emitorului, poate genera și ea încălziri neuniforme.

În încheiere se menționează că unele neuniformități ale temperaturii pe cip sînt normale, fiind determinate de neuniformitățile cîmpului electric și curenților prin structură. Ele nu trebuie să fie însă aleatoare pentru diversele exemplare ale aceluiași tip de tranzistor și nu trebuie să depășească temperaturile acceptabile pentru funcționare. Altfel, ele denotă o proiectare defectuoasă a dispozitivului și constituie un criteriu pentru remedierile ce se impun. La tipurile de tranzistoare studiate nu s-au găsit astfel de deficiențe majore.

4. Concluzii

S-au studiat prin microscopie termică patru tipuri de tranzistoare din microproducția ICCE, care au fost supuse la proba de funcționare. La majoritatea dispozitivelor, ai căror parametri electrici s-au degradat, au fost evidențiate aspecte anormale ale distribuției temperaturii pe suprafața cipului.

Verificarea prin metoda microtermoscopiei a dispozitivelor semiconductoare înainte de încapsulare constituie o metodă eficientă de control al calității sudurii pe ambază și al existenței unor defecte în structură. Se obțin astfel informații utile pentru prognoza fiabilității produselor.

Bibliografie

- [1] ... Thermal Imaging Microscope — ELTRO, Operating Instruction, 1973.
- [2] Sunshine R.A., D'Aiello, R.V. Direct Observation of the Effect of Solder Voids on the Current Uniformity of Power Transistors. În: IEEE Transactions on Electron Devices, vol ED-22, nr. 2, 1975, p. 61—62.

CZ 621.38

Dioda IMPATT în oscilatoare de microunde cu microstrip

ION COSTEA* — BUCUREȘTI

Introducere

Dioda IMPATT cu siliciu este o structură $p^{+}nn^{+}$ polarizată în regiunea de avalanșă care, în anumite condiții, are conductanță (rezistență) negativă la frecvențe înalte.

Dioda IMPATT a devenit dispozitiv comercial din anul 1970 și este, la frecvențe mai mari ca 8 GHz, dominant în câmpul puterilor mari de microunde [1].

Una din aplicațiile diodei IMPATT este oscilatorul de microunde [2]. Acesta e utilizat ca sursă de oscilații pentru sisteme radar Doppler, telecomunicații, sisteme de alarmă etc., [1].

Oscilatoarele de microunde sînt realizate cu circuite cu ghiduri de undă și cu microstripi.

Microstripul ** este un circuit realizat pe o placă din dielectric cu pierderi mici în microunde. Placa este dublu metalizată. Pe una din fețe se realizează configurația circuitului prin corodare.

Oscilatoarele cu microstrip înlocuiesc pe cele cu ghiduri de undă pentru puteri relativ mici, deoarece au gabarit redus, sînt ușor de realizat, au preț scăzut.

Lucrarea cuprinde proiectarea asistată de calculatorul electronic a oscilatorului cu microstrip în domeniul frecvențelor foarte înalte avînd ca dispozitiv generator, dioda IMPATT.

1. Oscilatorul de microunde cu microstrip

1.1. Condiția de oscilație și de stabilitate

Considerînd că dioda este un dipol caracterizat de admitanța $Y_D(\omega, V, T_j, I_0)$ iar circuitul microstrip prezintă la bornele cipului admitanța $Y_c(\omega)$, condiția de oscilație este [2]:

$$Y_D + Y_c = 0,$$

$$BD(\omega_0, V_0, T_j, I_0) + B_c(\omega_0) = 0,$$

$$GD(\omega_0, V_0, T_j, I_0) + G_c(\omega_0) = 0,$$

$$Y_D = GD + jBD; Y_c = G_c + jB_c.$$

CIRCUIT CU MICROSTRIP
OSCILATOR DE MICROUND
DIODĂ IMPATT CU SILICIU

Stabilitatea oscilatorului [2] este dată de relația:

$$\frac{\partial GD}{\partial V} \cdot \frac{dB_c}{d\omega} - \frac{\partial BD}{\partial V} \cdot \frac{dG_c}{d\omega} < 0. \quad (2)$$

1.2. Calculul configurației geometrice a circuitului cu microstrip

Pentru îndeplinirea condiției de oscilație este necesară satisfacerea relațiilor (1). Cunoscindu-se admitanța de sarcină în microunde Y_s , circuitul cu microstrip are rolul de a transforma mărimea Y_s în așa fel încît să capete valoarea opusă a admitanței diodei.

În lucrare se propun două configurații de circuit (fig. 1 b și c). Linia de transmisie realizată cu microstrip este caracterizată geometric de: lățimea benzii metalice W , grosimea dielectricului H , grosimea metalului depus t (fig. 1 a). Impedanța caracteristică a liniei depinde de raportul W/H și de valoarea permitivității electrice relative efective (ϵ_e) [4, 5].

Relațiile de calcul pentru permitivitatea relativă efectivă ϵ_e , impedanța caracteristică Z_0 , lungimea de undă λ [5] și atenuarea α [9] sînt următoarele:

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1 + F(\epsilon_r - 1)); \lambda = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}; \quad (3)$$

$$\lambda_0 = c/f,$$

în care: c este viteza luminii în vid;

$$F = \begin{cases} \left(1 + 12 \frac{H}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04(1 - W/H)^2, & W/H \leq 1 \\ (1 + 12 H/W)^{-1/2}, & W/H \geq 1, \end{cases} \quad (4)$$

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}} \begin{cases} \frac{\eta_0}{2\pi} \ln(8H/W + 0,25 W/H), & W/H \leq 1 \\ \eta_0 [W/H + 1,393 + 0,667 \ln(W/H + 1,444)]^{-1}, & W/H \geq 1, \end{cases} \quad (5)$$

* Dr. ing. Costea, I. este șef de lucrări la Facultatea de electronică și telecomunicații — I.P.-București.

** În literatura noastră — ghid plat [3].

unde $\eta_0 = 120\pi$ ohmi;

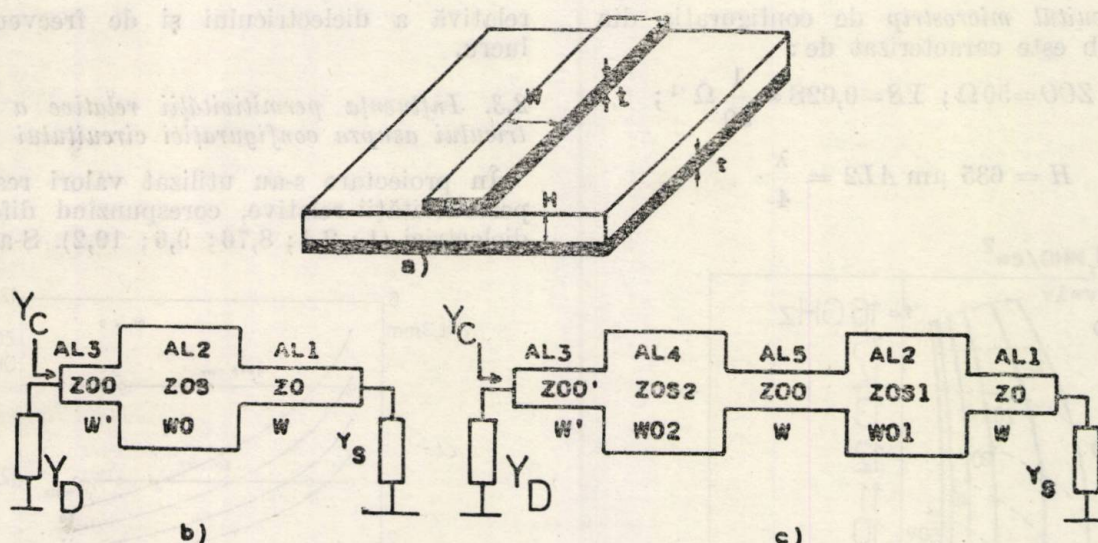


Fig. 1. a — Microstripul caracterizat geometric de W — lățimea benzii metalice; H — grosimea dielectricului; t — grosimea metalului.
b — Circuit microstrip cu un transformator de impedanță; cele trei segmente de linie au lungimile $AL1$, $AL2$, $AL3$, impedanțele caracteristice ZO , ZOS , ZOO și lățimile W , WO , W' .
c — Oscilator cu microstrip cu două transformatoare de impedanță.

$$\alpha = \begin{cases} \frac{R_s \left(1 + \frac{1/\pi}{W/(2H) + 0,94} \right) \left(1 + W/H + \frac{1}{\pi} \ln(2H/t) \right)}{H \cdot ZO \left[W/H + 0,882 + \frac{2}{\pi} (\ln(W/(2H) + 0,94) + 1,451) \right]^2}, & W/H > 2, \\ \frac{R_s}{H \cdot ZO \cdot 2\pi} \left(H/W - \frac{WE}{16 \cdot H} \right) \cdot \left(1 + W/H + \frac{1}{\pi} \ln(2H/t) \right), & 1/(2\pi) < W/H < 2, \\ \frac{R_s}{H \cdot ZO \cdot 2\pi} \left(H/W - \frac{W}{16 \cdot H} \right) \left(1 + W/H + \frac{1}{\pi} (\ln(4\pi W/t) + t/W) \right), & t/H < W/H < 1/(2\pi), \end{cases}$$

R_s fiind rezistența superficială a stratului metalic.

$$WE - W = \begin{cases} \frac{t}{\pi} (1 + \ln(4\pi W/t)), & 2t/H < W/H < 1/(2\pi) \\ \frac{t}{\pi} (1 + \ln(2H/t)), & W/H \geq 1/(2\pi). \end{cases} \quad (6)$$

Mărimea WE se calculează cu restricția $t \ll W$, $t < W/2$, $t/(WE - W) < 0,75$ [10].

Pentru cupru: $R_s = 8,25 \times 10^{-3} \sqrt{f(\text{GHz})} [\Omega]$.

Fiecare segment de linie de transmisie caracterizat de impedanța caracteristică ZO , constanta de propagare β și cu impedanța de sarcină Z_s realizează o transformare de impedanță dată de o relație cunoscută [6] în care:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_e} = \frac{2\pi}{c} f \sqrt{\epsilon_e}. \quad (7)$$

2. Proiectarea oscilatorului de microunde cu microstrip

Pentru proiectarea oscilatorului s-a întocmit un program de calcul care permite determinarea configurației geometrice a circuitului

microstrip dacă este precizată dioda IMPATT prin hodograful admitanță (frecvența și puterea de radiofrecvență).

S-a proiectat și realizat configurația din figura 1 b; de asemenea, s-a proiectat configurația din figura 1 c.

2.1. Dioda IMPATT este caracterizată de două tablouri $TGD(I, J)$, $TBD(I, J)$ care conțin conductanța, respectiv susceptanța diodei în funcție de frecvență (I) și tensiune de radiofrecvență (J). Aceste date sînt calculate teoretic cu ajutorul analizei de semnal mare, plecînd de la datele tehnologice ale diodei, sau se determină experimental. În figura 2 se prezintă hodograful admitanță utilizat în proiectare. Programul permite calculul puterii maxime generate de diodă pentru o frecvență dată cu relația: $PD = GD \times V^2/2$.

2.2. Circuitul microstrip de configurația din figura 1 b este caracterizat de:

$$ZO = ZOO = 50 \Omega; YS = 0,02S = \frac{1}{50} \Omega^{-1};$$

$$H = 635 \mu m AL2 = \frac{\lambda}{4}$$

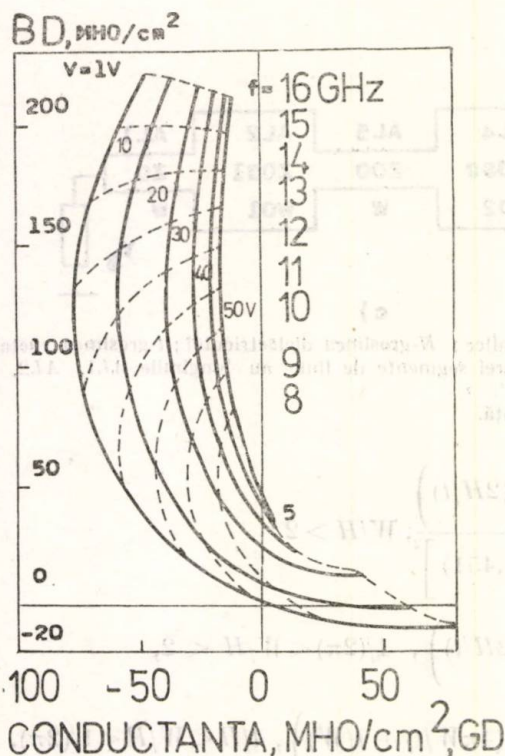


Fig. 2. Hodograful admitanță pentru dioda IMPATT utilizată în proiectarea oscilatorului.

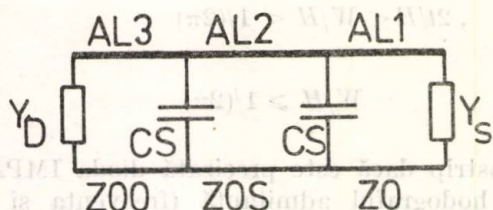


Fig. 3. Schema electrică a oscilatorului cu microstrip din figura 1 b.

Pentru calculul admitanței circuitului Y_c s-a ținut seama și de capacitățile CS introduse de discontinuitățile geometrice datorate variației lățimii W_a a benzii metalice. Valoarea acestor capacități s-a determinat cu relațiile date de Benedek și Silvester [7]. În acest caz schema electrică a circuitului este prezentată în figura 3. Programul determină impedanța caracteristică ZOS și lungimea liniei ce cuplează dioda la transformatorul de impedanță, $AL3$. Prezentarea programului este dată detaliat în [8]. Pentru dioda descrisă de admitanța prezentată în figura 2 s-au studiat variațiile mărimilor $AL3$, ZOS în funcție de permitivitatea

relativă a dielectricului și de frecvența de lucru.

2.3. Influența permitivității relative a dielectricului asupra configurației circuitului

În proiectare s-au utilizat valori reale ale permitivității relative, corespunzând diferiților dielectrici (1; 2,4; 8,76; 9,6; 10,2). S-au con-

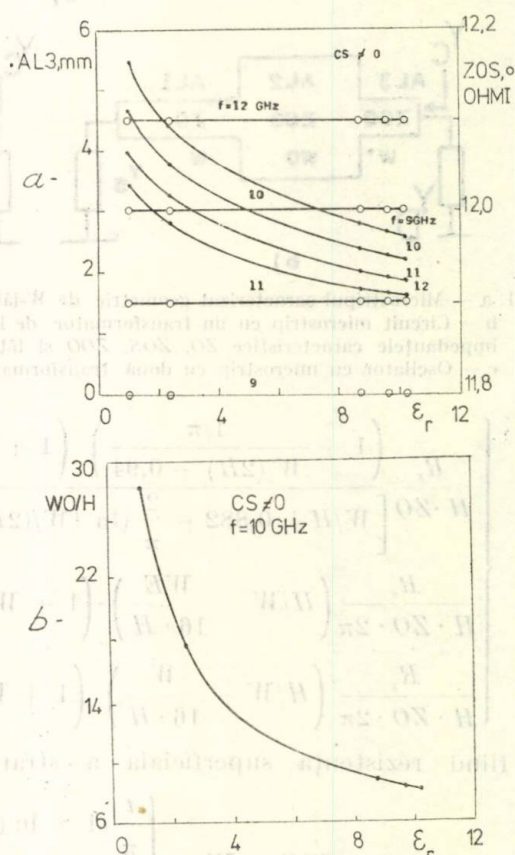


Fig. 4 a — Influența permitivității dielectricului asupra configurației geometrice a circuitului din figura 1 b.

Fig 4 b — Dependența lățimii relative a liniei transformator de impedanță din circuitul prezentat în figura 1 b în funcție de permitivitatea relativă a dielectricului.

siderat modelele de circuit în prezența și în absența capacităților datorate discontinuităților geometrice (CS). Calculele arată că influența acestor capacități este neglijabilă.

În figura 4 se dă variația lungimii $AL3$ a liniei în contact direct cu dioda și a impedanței caracteristice ZOS , în funcție de permitivitatea relativă ϵ_r . Impedanța caracteristică se modifică nesemnificativ numai datorită variației frecvenței. Lungimea $AL3$ se reduce la creșterea permitivității relative și datorită creșterii frecvenței. Pentru aceeași frecvență de oscilație, permitivitatea relativă ϵ_r a dielectricului nu modifică valoarea impedanței caracteristice a transformatorului de impedanță. Lățimea relativă WO/H a benzii metalice scade, dacă permitivitatea crește (fig. 4 b).

Pentru configurația circuitului cu microstrip din figura 1 c în care :

$$ZOS1 = ZOS2 = ZOS,$$

$$ZO = ZOO = ZOO' = 50 \Omega,$$

$$AL4 = AL5 = AL2 = \lambda/4,$$

lungimea liniei în contact cu dioda ($AL3$) variază în funcție de permitivitatea relativă similar celei din cazul configurației din figura 1 b (fig. 5). De remarcat valorile de circa două ori mai mari pentru impedanța caracteristică a transformatoarelor de impedanță; lățimea benzii metalice este mai redusă în acest caz.

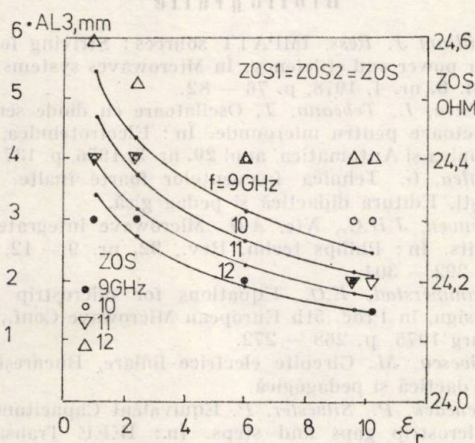


Fig. 5. Dependenta impedanțelor caracteristice egale ale transformatoarelor de impedanță și a lunginii liniei în contact cu dioda IMPATT de permitivitatea relativă a dielectricului pentru circuitul din figura 1 c.

2.4. Influența frecvenței asupra elementelor oscilatorului

Pentru dioda considerată, frecvența de oscilație determină o variație a lunginii $AL3$ a liniei proiectate, precum și a impedanței caracteristice a transformatorului de impedanță (fig. 6 a). Lungimea liniei proiectate $AL3$ scade la creșterea frecvenței de oscilație. O variație similară rezultă și pentru configurația circuitului din figura 1 c în condițiile de la paragraful 2.3. (fig. 6 b).

Folosirea celor două configurații de circuit în proiectarea oscilatorului permite o analiză comparativă :

— utilizarea a două transformatoare de impedanță mărește versatilitatea proiectării circuitului;

— impedanța caracteristică în cazul circuitului din figura 1 c se mărește, ceea ce determină lățimi mai mici ale benzilor metalice;

— pierderile prin conducție cresc în cazul circuitului cu două transformatoare de impedanță datorită reducerii lățimii benzilor metalice.

Ținând seama de simplitatea configurației din fig. 1 b, aceasta s-a ales pentru realizare experimentală.

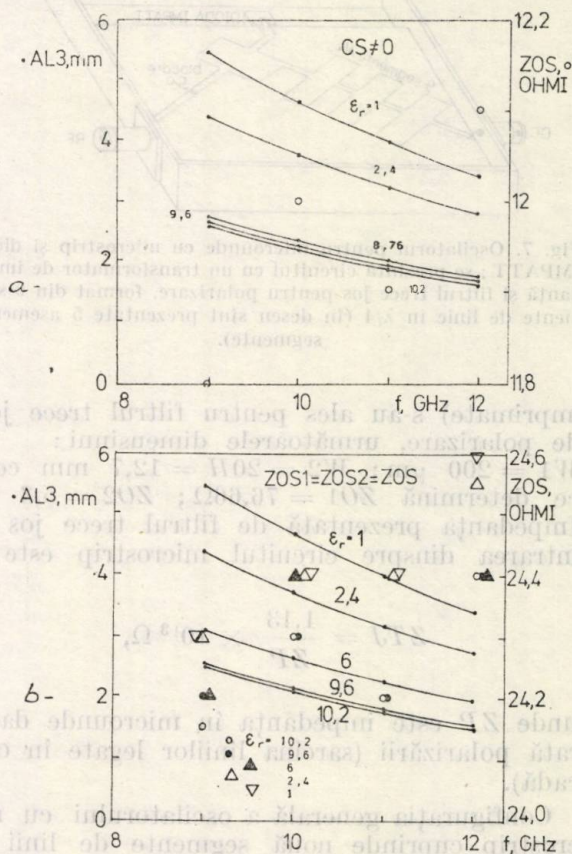


Fig. 6 a — Variația lunginii de linie $AL3$ și a impedanței caracteristice a transformatorului de impedanță pentru circuitul din figura 1 b.

Fig. 6 b — Influența frecvenței asupra circuitului din figura 1 c.

2.5. Oscilatorul pentru microunde cu microstrip

Fața plăcuței din dielectric acoperită cu metal (Cu) se fixează pe o masă metalică paralelipipedică. La capătul liniei ce leagă dioda de transformatorul de impedanță se lipește cipul în așa fel încât să se obțină o rezistență termică de contact redusă. Deoarece eficiența diodei este redusă ($\approx 5\%$) rezultă necesitatea disipării unei puteri relativ mari care se evacuează datorită radiatorului realizat din masa metalică paralelipipedică (fig. 7). Polarizarea diodei se realizează cu un filtru trece jos obținut cu segmente de linii în $\lambda/4$ de impedanțe caracteristice diferite ($ZO1, ZO2$), legate în cascadă. S-a realizat masca circuitului pentru dioda dată și frecvența 10GHz. Datele mai importante ale circuitului microstrip sînt următoarele: $\epsilon_r = 10,2$; $ZOS = 12 \Omega$; $AL3 = 2,176$ mm; $WO = 5,016$ mm $f = 10$ GHz $ZO = ZOO = 50\Omega$; $W = 0,585$ mm. Ținând seama de tehnologia utilizată (similară circuitelor

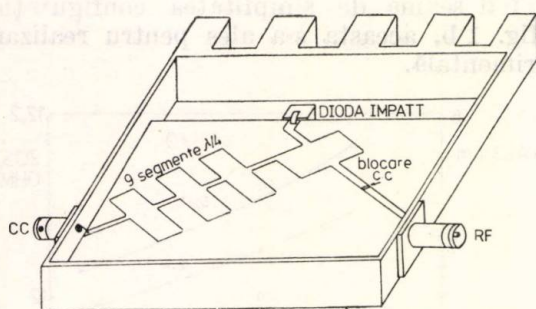


Fig. 7. Oscilatorul pentru microunde cu microstrip și diodă IMPATT; se prezintă circuitul cu un transformator de impedanță și filtrul trece jos pentru polarizare, format din 9 segmente de linie în $\lambda/4$ (în desen sînt prezentate 5 asemenea segmente).

imprimare) s-au ales pentru filtrul trece jos, de polarizare, următoarele dimensiuni:

$W1 = 200 \mu\text{m}$; $W2 = 20H = 12,7 \text{ mm}$ ceea ce determină $Z01 = 76,66 \Omega$; $Z02 = 5,3 \Omega$. Impedanța prezentată de filtrul trece jos la intrarea dinspre circuitul microstrip este:

$$Z_{TJ} = \frac{1,13}{Z_P} \times 10^{13} \Omega,$$

unde Z_P este impedanța în microunde datorată polarizării (sarcina liniilor legate în cascadă).

Configurația generală a oscilatorului cu microstrip cuprinde nouă segmente de linii în $\lambda/4$ pentru polarizare.

De asemenea linia ce leagă transformatorul de impedanță cu sarcina în microunde este întreruptă de o tăietură care reprezintă un scurtcircuit la frecvența de oscilație (fig. 7).

3. Concluzii

În lucrare se prezintă:

- o metodă de proiectare automată a oscilatoarelor pentru microunde cu microstrip, avînd ca element activ — dioda IMPATT;
- analiza a două configurații de circuit cu microstrip și compararea lor;
- realizarea tehnologică a configurației de microstrip cu un transformator de impedanță folosind o metodă similară celei de la circuitele imprimate;
- proiectarea optimizată a oscilatorului în sensul obținerii puterii generate maxime pentru o diodă dată.

Bibliografie

- [1] William J. Ress, IMPATT sources: Striving for higher power and efficiency, În *Microwaves systems news*, vol. 3, nr. 4, 1978, p. 76 — 82.
- [2] Costea, I., Tebeanu, T. Oscilatoare cu diode semiconductoare pentru microunde. În: *Electrotehnica, Electronica și Automatica*, anul 20, nr. 3, 1976, p. 137—143.
- [3] Rulea, G. *Tehnica frecvențelor foarte înalte*. București. Editura didactică și pedagogică.
- [4] Heuven, J.H.C., Nie, A.G. Microwave integrated circuits. În: *Philips techn. Rev.*, 32, nr. 9 — 12, 1971, p. 292 — 304.
- [5] Hammerstad, E.O. Equations for microstrip circuit design, in *Proc. 5th European Microwave Conf.*, Hamburg 1975, p. 268 — 272.
- [6] Săvescu, M. *Circuite electrice liniare*, București. Ed. didactică și pedagogică.
- [7] Benedek, P., Silvester, P. Equivalent Capacitances for microstrip gaps and steps. În: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-20, nr. 11, 1972, p. 729 — 733.
- [8] Stănoiu, Carmen. Proiect de diplomă, 1978, Fac. Electronică, cond. științific I. Costea.
- [9] Nielsen, O. Computer aided design of microstrip GaAs MESFET amplifier. Technical University Denmark, Lyngby, july, 1976, p. 60 — 61.
- [10] Schneider, M. Microstrip lines for microwave integrated circuits. *BSTJ*, vol. 48, may-june, 1969, p. 1421 — 1444.

CZ 621.38

SISTEME SELECTIVE
SEMNAL MODULATOR BINAR
TRANSMISIE CU BLU

Transmisia semnalelor cu BLU prin sisteme selective

IOAN CONSTANTIN* — BUCUREȘTI

Avînd în vedere particularitățile semnalului modulat în amplitudine cu bandă laterală unică (BLU), calculul răspunsului sistemelor selective la această categorie de semnale conduce la o serie de relații și rezultate specifice. În afara răspunsului propriu-zis, prezintă interes și determinarea semnalului obținut la ieșirea detectorului sincron.

Ambele aceste probleme vor fi analizate în cele ce urmează împreună cu o serie de rezul-

tate derivate din acestea și care pot prezenta interes de sine stătător.

1. Răspunsul sistemelor selective la semnale cu BLU

Se consideră un semnal modulat cu BLU, în care s-a menținut banda laterală superioară [1, 2]:

$$s_i(t) = \frac{1}{2} g(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} \hat{g}(t) \sin \omega_0 t. \quad (1)$$

* Conf. dr. ing. Constantin, I. — Institutul politehnic-București.

Frecvența purtătoare a semnalului este ω_0 . Semnalul modulator $g(t)$, avînd transformata Fourier $G(\omega)$, se presupune de frecvență limitată la f_M , astfel încît:

$$g(t) \leftrightarrow G(\omega); G(\omega) = 0, \text{ pentru } |\omega| > 2\pi f_M. \quad (2)$$

În relația (1) s-a mai folosit notația:

$$\hat{g}(t) = \mathcal{H}\{g(t)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3)$$

în care $\mathcal{H}\{\}$ reprezintă transformata Hilbert, ultima integrală din (3) fiind luată în sensul valorii principale.

Din relația (3) se deduce

$$\hat{g}(t) \leftrightarrow -jG(\omega) \operatorname{sgn} \omega. \quad (4)$$

Se consideră că semnalul cu BLU parcurge un amplificator selectiv cu factorul de transfer $H(\omega)$. Deoarece semnalul BLU ocupă o bandă de frecvență limitată la domeniul $\omega \in (\omega_0, \omega_0 + 2\pi f_M)$, circuitele selective vor fi centrate pe frecvența $\omega_c = \omega_0 + \pi f_M$. În raport cu frecvența ω_c factorul de transfer $H(\omega)$ are, în mod obișnuit, caracteristici de frecvență simetrice. Notînd echivalentul de joasă frecvență de bandă îngustă al sistemului selectiv prin:

$$H_{JF}(\omega) = \tilde{H}(\omega + \omega_c), \quad (5)$$

rezultă că funcția pondere:

$$h_{JF}(t) \leftrightarrow H_{JF}(\omega), \quad (6)$$

este reală.

Pentru a determina răspunsul sistemului selectiv la semnalul cu BLU se scrie mai întîi anvelopa complexă a semnalului la intrare:

$$S_i(t) = \frac{1}{2} [g(t) + j\hat{g}(t)]. \quad (7)$$

Relația (7) este corectă deoarece:

$$s_i(t) = \operatorname{Real} \{S_i(t) e^{i\omega_0 t}\}. \quad (8)$$

Pentru a aplica metoda echivalentului de joasă frecvență [3; 4] la calculul răspunsului, se determină funcția pondere a echivalentului de joasă frecvență a sistemului selectiv, raportat la frecvența purtătoare:

$$h_{JFO}(t) \leftrightarrow \tilde{H}(\omega + \omega_0). \quad (9)$$

Deoarece:

$$\tilde{H}(\omega + \omega_0) = H(\omega + \omega_c - \pi f_M) = H_{JF}(\omega - \pi f_M), \quad (10)$$

rezultă:

$$h_{JFO}(t) = h_{JF}(t) e^{i\pi f_M t}. \quad (11)$$

Notînd prin $S_c(t)$ anvelopa complexă a semnalului la ieșire, se obține:

$$S_c(t) = \frac{1}{2} [g(t) + j\hat{g}(t)] * h_{JFO}(t), \quad (12)$$

în care prin $*$ s-a notat produsul de convoluție.

Componentele în fază și în cuadratură ale semnalului la ieșire se notează prin $g_f(t)$ și $g_q(t)$, astfel încît:

$$s_c(t) = \frac{1}{2} g_f(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} g_q(t) \sin \omega_0 t. \quad (13)$$

Rezultă:

$$g_f(t) = \operatorname{Real} \{S_c(t)\}, g_q(t) = \operatorname{Im} \{S_c(t)\} \quad (14)$$

și deci:

$$g_f(t) = g(t) * [h_{JF}(t) \cos \pi f_M t] - \hat{g}(t) * [h_{JF}(t) \sin \pi f_M t], \quad (15)$$

$$g_q(t) = g(t) * [h_{JF}(t) \sin \pi f_M t] + \hat{g}(t) * [h_{JF}(t) \cos \pi f_M t]. \quad (16)$$

La o demodulare sincronă ar fi greșit să se considere că semnalul la ieșire este dictat de componenta în fază (15) deoarece nu s-a ținut seama de faza introdusă de sistemul selectiv pe frecvența purtătoare.

Notînd:

$$\varphi_0 = \arg H(\omega_0) = \arg H_{JF}(-\pi f_M), \quad (17)$$

după demodularea sincronă, semnalul, în afara unui factor constant este:

$$s_d(t) = g_f(t) \cos \varphi_0 + g_q(t) \sin \varphi_0. \quad (18)$$

În ceea ce privește semnalul la ieșirea amplificatorului selectiv (13) acesta poate fi scris

$$s_c(t) = \frac{1}{2} \sqrt{g_f^2(t) + g_q^2(t)} \cos \left[\omega_0 t + \arctg \frac{g_q(t)}{g_f(t)} \right] \quad (19)$$

și are anvelopa:

$$A_c(t) = \frac{1}{2} \sqrt{g_f^2(t) + g_q^2(t)}. \quad (20)$$

Expresiile (15) și (16) pot fi prelucrate. Astfel:

$$g(t) * [h_{JF}(t) \cos \pi f_M t] \leftrightarrow \frac{G(\omega)}{2} [H_{JF}(\omega - \pi f_M) + H_{JF}(\omega + \pi f_M)] \quad (21)$$

$$\hat{g}(t)^* [h_{JF}(t) \sin \pi f_M t] \leftrightarrow \frac{-j G(\omega) \operatorname{sgn} \omega}{2j} [H_{JF}(\omega - \pi f_M) - H_{JF}(\omega + \pi f_M)],$$

din care, împreună cu (15), se obține:

$$g_f(t) \leftrightarrow G(\omega) [H_{JF}(\omega - \pi f_M) \sigma(\omega) + H_{JF}(\omega + \pi f_M) \sigma(-\omega)], \quad (22)$$

unde prin $\sigma(\omega)$ s-a notat saltul treaptă-unitate.

Printr-un procedeu similar se găsește:

$$g_a(t) \leftrightarrow -j G(\omega) \operatorname{sgn} \omega [H_{JF}(\omega - \pi f_M) \sigma(\omega) + H_{JF}(\omega + \pi f_M) \sigma(-\omega)]. \quad (23)$$

Se constată că:

$$g_a(t) = \hat{g}_f(t), \quad (24)$$

ceea ce corespunde faptului evident că semnalul parcurgînd sistemul selectiv rămîne cu BLU.

Introducînd notația:

$$H_{LJF}(\omega) = H_{JF}(\omega - \pi f_M) \sigma(\omega) + H_{JF}(\omega + \pi f_M) \sigma(-\omega), \quad (25)$$

rezultă că pentru determinarea componentelor în fază și în cuadratură ale semnalului la ieșirea sistemului selectiv este suficientă cunoașterea echivalentului de joasă frecvență BLU (25). Caracteristicile de frecvență corespunzătoare funcției de transfer (25) în cazul în care sistemul selectiv este un amplificator cu circuit acordat derivație avînd lărgimea de bandă la o atenuare cu 3 dB egală cu f_M , sînt reprezentate în figura 1.

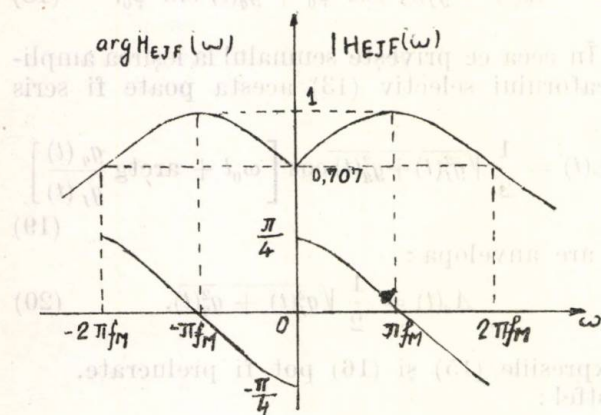


Fig. 1. Caracteristicile de frecvență ale echivalentului de joasă frecvență BLU (25) pentru sistemul selectiv format dintr-un amplificator cu circuit acordat derivație avînd lărgimea de bandă la 3 dB egală cu f_M .

2. Semnal modulator binar bipolar. Filtre ideale

Se consideră semnalul:

$$f(t) = \operatorname{sgn} t \leftrightarrow \frac{2}{j\omega}. \quad (26)$$

În urma trecerii acestui semnal printr-un filtru ideal trece jos cu frecvența de tăiere f_M , avînd factorul de transfer:

$$K_1(\omega) = e^{-j\omega t_0} [\sigma(\omega + 2\pi f_M) - \sigma(\omega - 2\pi f_M)], \quad (27)$$

se obține semnalul modulator [3]:

$$g(t) = \frac{2}{\pi} Si [2\pi f_M(t - t_0)] \leftrightarrow \frac{2}{j\omega} K_1(\omega). \quad (28)$$

Transformata Hilbert a acestui semnal se determină din relația:

$$\hat{g}(t) \leftrightarrow 2 \frac{-j \operatorname{sgn} \omega}{j\omega} K_1(\omega) \quad (29)$$

și este

$$\begin{aligned} \hat{g}(t) &= \frac{-1}{2\pi} \int_{-2\pi f_M}^{2\pi f_M} 2 \frac{\operatorname{sgn} \omega}{\omega} e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = \\ &= -\frac{2}{\pi} Ci [2\pi f_M(t - t_0)]. \end{aligned} \quad (30)$$

Semnalul cu BLU are anvelopa:

$$A_i(t) = \frac{1}{2} \sqrt{g^2(t) + \hat{g}^2(t)} \quad (31)$$

și se constată că în apropierea momentului t_0 este de valoare foarte mare, deoarece [5]:

$$\lim_{x \rightarrow 0} Ci x = -\infty, \quad (32)$$

$$x \rightarrow 0.$$

Rezultatul confirmă faptul că transmisia cu BLU nu este potrivită oricăror forme de semnal modulator, datorită valorilor de vîrf ce pot apare [6]. Trebuie subliniat faptul că rezultatul este valabil în condițiile în care spectrul semnalului modulator transmis cuprinde componenta continuă, ceea ce nu este uzual [2].

Se consideră acum că semnalul cu BLU, de mai sus, parcurge un sistem selectiv format dintr-un filtru ideal trece bandă cu factorul de transfer:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= e^{j(\omega - \omega_c)t_c}, \quad |\omega - \omega_c| < \pi f_M; \\ &= e^{-j(\omega - \omega_c)t_c}, \quad |\omega + \omega_c| < \pi f_M; \\ &= 0, \quad \text{în rest.} \end{aligned} \quad (33)$$

Echivalentul de joasă frecvență de bandă îngustă este :

$$H_{JF}(\omega) = e^{-j\omega t_c} [\sigma(\omega + \pi f_M) - \sigma(\omega - \pi f_M)]. \quad (34)$$

Echivalentul de joasă frecvență BLU (25) devine :

$$H_{EJF}(\omega) = e^{j\pi f_M t_c \operatorname{sgn} \omega} e^{-j\omega t_c} [\sigma(\omega + 2\pi f_M) - \sigma(\omega - 2\pi f_M)]. \quad (35)$$

Componenta în fază a semnalului la ieșire este :

$$g_f(t) \leftrightarrow \frac{2}{j\omega} K_1(\omega) H_{EJF}(\omega) = e^{j\pi f_M t_c \operatorname{sgn} \omega} G_1(\omega), \quad (36)$$

unde :

$$g_1(t) = \frac{2}{\pi} Si [2\pi f_M(t - t_0 - t_c)] \leftrightarrow G_1(\omega). \quad (37)$$

Se poate arăta însă că, dacă :

$$g_1(t) \leftrightarrow G(\omega), \quad (38)$$

atunci :

$$g_1(t) \cos \varphi - \hat{g}_1(t) \sin \varphi \leftrightarrow e^{j\varphi \operatorname{sgn} \omega} G_1(\omega). \quad (39)$$

Într-adevăr :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\omega) e^{j\varphi \operatorname{sgn} \omega} e^{j\omega t} d\omega &= \\ &= \frac{1}{2\pi} e^{j\varphi} \int_0^{\infty} G_1(\omega) e^{j\omega t} d\omega + \\ &+ \frac{1}{2\pi} e^{-j\varphi} \int_{-\infty}^0 G_1(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{\cos \varphi}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\omega) e^{j\omega t} d\omega + \\ &+ \frac{j \sin \varphi}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\omega) e^{j\omega t} \operatorname{sgn} \omega d\omega = \\ &= g_1(t) \cos \varphi - \hat{g}_1(t) \sin \varphi. \end{aligned} \quad (40)$$

Din relațiile (30) (36) (37) și (39) se determină :

$$\begin{aligned} g_f(t) &= \frac{2}{\pi} Si [2\pi f_M(t - t_0 - t_c)] \cos \pi f_M t_c + \\ &+ \frac{2}{\pi} Ci [2\pi f_M(t - t_0 - t_c)] \sin \pi f_M t_c. \end{aligned} \quad (41)$$

Ținând seama de relația (30) și de faptul că :

$$\hat{\hat{g}}(t) = -g(t), \quad (42)$$

se găsește componenta în cuadratură :

$$\begin{aligned} g_q(t) = \hat{g}_f(t) &= -\frac{2}{\pi} Ci [2\pi f_M(t - t_0 - t_c)] \cos \pi f_M t_c + \\ &+ \frac{2}{\pi} Si [2\pi f_M(t - t_0 - t_c)] \sin \pi f_M t_c. \end{aligned} \quad (43)$$

Semnalul la ieșire poate fi scris :

$$\begin{aligned} s_e(t) &= \frac{1}{2} g_f(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} g_q(t) \sin \omega_0 t = \\ &= \frac{1}{2} g(t - t_c) \cos (\omega_0 t + \pi f_M t_c) - \\ &- \frac{1}{2} \hat{g}(t - t_c) \sin (\omega_0 t + \pi f_M t_c), \end{aligned} \quad (44)$$

în care $g(t)$ și $\hat{g}(t)$ au expresia (28), respectiv (30). Rezultatul obținut exprimă întârzierea componentelor în fază și în cuadratură cu timpul de întârziere de grup al filtrului trece bandă și defazarea pe frecvența purtătoare, conform relației (17).

La ieșirea demodulatorului sincron se va obține :

$$s_d(t) = g(t - t_c) = \frac{2}{\pi} Si [2\pi f_M(t - t_0 - t_c)], \quad (45)$$

semnal care reproduce semnalul modulator.

3. Semnalul la ieșirea demodulatorului sincron

Din relația (18), rezultă :

$$\begin{aligned} s_d(t) &= g_f(t) \cos \varphi_0 + g_q \sin \varphi_0 \leftrightarrow \\ &\leftrightarrow G(\omega) [H_{JF}(\omega - \pi f_M) \cos \varphi_0 \sigma(\omega) + \\ &+ H_{JF}(\omega + \pi f_M) \cos \varphi_0 \sigma(-\omega) - \\ &- jH_{JF}(\omega - \pi f_M) \sin \varphi_0 \sigma(\omega) + jH_{JF}(\omega + \\ &+ \pi f_M) \sin \varphi_0 \sigma(-\omega)] = G(\omega) H_{dJF}(\omega), \end{aligned} \quad (46)$$

în care :

$$\begin{aligned} H_{dJF}(\omega) &= H_{JF}(\omega - \pi f_M) e^{-j\varphi_0} \sigma(\omega) + \\ &+ H_{JF}(\omega + \pi f_M) e^{j\varphi_0} \sigma(-\omega), \end{aligned} \quad (47)$$

reprezintă echivalentul de joasă frecvență pentru calculul semnalului demodulat sincron. Este interesant de remarcat faptul că :

$$\arg H_{dJF}(0) = 0, \quad (48)$$

Calculul semnalului $s_d(t)$ se realizează cu ajutorul integralei:

$$s_d(t) = \text{Real} \left\{ \frac{e^{-j\varphi_0}}{\pi} \int_0^{2\pi f_M} H_{JF}(\omega - \pi f_M) G(\omega) e^{j\omega t} d\omega - \int_{-\pi f_M}^{\pi f_M} H_{JF}(\omega) G(\omega + \pi f_M) e^{j\omega t} d\omega \right\} = 2 \text{Real} \left\{ \frac{e^{j(\pi f_M t - \varphi_0)}}{2\pi} \cdot \int_{-\pi f_M}^{\pi f_M} H_{JF}(\omega) G(\omega + \pi f_M) e^{j\omega t} d\omega \right\}. \quad (49)$$

Cu notația:

$$K_0(\omega) = \sigma(\omega + \pi f_M) - \sigma(\omega - \pi f_M), \quad (50)$$

se poate scrie:

$$I(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi f_M}^{\pi f_M} H_{JF}(\omega) G(\omega + \pi f_M) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_{JF}(\omega) K_0(\omega) F(\omega + \pi f_M) e^{j\omega t} d\omega, \quad (51)$$

în care:

$$f(t) \leftrightarrow F(\omega), \quad (52)$$

reprezintă semnalul care după limitarea frecvenței sale la f_M , devine semnalul modulator $g(t)$.

Deoarece:

$$f(t)e^{-j\pi f_M t} \leftrightarrow F(\omega + \pi f_M), \quad (53)$$

rezultă:

$$I(t) = I_1(t) - jI_2(t),$$

$$I_1(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H_{JF}(\omega)K_0(\omega)\} * [f(t) \cos \pi f_M t], \quad (54)$$

$$I_2(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H_{JF}(\omega)K_0(\omega)\} * [f(t) \sin \pi f_M t],$$

și în consecință:

$$s_d(t) = 2 [I_1(t) \cos(\pi f_M t - \varphi_0) + I_2(t) \sin(\pi f_M t - \varphi_0)]. \quad (55)$$

Relațiile (54) și (55) permit reprezentarea schemei din figura 2 care este echivalentă sistemului de transmisiune cu BLU.

Avantajele utilizării schemei echivalente în bandă de bază pentru determinarea semnalului la ieșirea sistemului de transmisiune sînt:

— la intrare, semnalul modulator poate fi înlocuit prin varianta sa de bandă nelimitată $f(t)$, în general mai ușor de exprimat;

— nu intervine explicit transformata Hilbert a semnalului modulator, deci calculul ei nu este necesar;

— pentru valori particulare ale defazajului φ_0 se găsește:

$$\begin{aligned} \varphi_0 = 0, \quad s_d(t) &= s_f(t); \\ \varphi_0 = \pi/2, \quad s_d(t) &= s_g(t). \end{aligned} \quad (56)$$

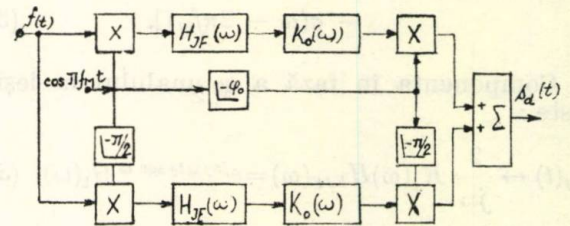


Fig. 2. Schemă echivalentă în banda de bază a sistemului de transmisiune cu modulație cu BLU.

Se mai remarcă o particularitate a schemei din figura 2. Dacă $H_{JF}(\omega) = 1$, atunci pentru valori particulare ale defazajului se obține:

$$\varphi_0 = 0 \Rightarrow s_d(t) = g(t), \quad (57)$$

$$\varphi_0 = \pi/2 \Rightarrow s_d(t) = \hat{g}(t).$$

Schema echivalentă poate fi deci utilizată pentru realizarea transformării Hilbert a unui semnal.

4. Concluzii

Rezultatele obținute permit un calcul specializat al răspunsului sistemelor de transmisiune cu BLU. Relațiile care exprimă semnalul demodulat ca funcție de timp sînt utile pentru aprecierea formei semnalului la ieșire.

În cazul transmiterii informației vocale modulul funcției de transfer echivalente de joasă frecvență $H_{aJF}(\omega)$ este suficient pentru aprecierea calității transmisiei.

Modelul echivalent transmisiei poate fi utilizat pentru analiza transmisiei de date prin modulație cu BLU, în combinație cu procedura răspunsului parțial [2].

Bibliografie

- [1] Constantin, I., Schuster, B. Tehnica modernă a comunicațiilor, Litografia I.P.B., 1980.
- [2] Lucky, R.W., Salz, J., Weldon, E.J., Principles of Data Communications, Mc Graw-Hill, New York, 1968.
- [3] Cartianu, Gh., Săvescu, M., Constantin, I., Stanomir, D. Semnale, circuite și sisteme, București, E.D.P., 1980.
- [4] Papoulis, A. The Fourier Integral and its Applications, Mc Graw-Hill, New York, 1962.
- [5] Janke, Emde, Lösch. Tafeln höherer funktionen, Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart, 1960.
- [6] Panter, P. Modulation, Noise and Spectral Analysis, Mc Graw-Hill, New York, 1965.

Aparat numeric pentru studiul supratensiunilor de comutație*

VIRGIL TIPONUȚ, DAN STOICIU ** — TIMIȘOARA

Introducere

Cunoașterea supratensiunilor ce apar în liniile și echipamentele de înaltă tensiune, ca urmare a proceselor de comutare, prezintă un interes deosebit, având în vedere consecințele practice pe care le implică. Dat fiind complexitatea fenomenelor și influențelor unor factori cu caracter probabilistic, studiul acestor supratensiuni se face frecvent prin executarea unui număr mare de măsurători și prelucrarea statistică a rezultatelor. Asemenea măsurători au fost întreprinse pînă în prezent cu precădere în laborator, pe modele analogice [1], utilizînd aparatura cunoscută (osciloscop cu memorie, înregistrator magnetic etc.). În aceste condiții apar dificultăți legate de durata mare a experimentului, fapt ce limitează uneori numărul măsurărilor efectuate, cu implicații asupra rezultatelor obținute.

Avînd în vedere aspectele menționate a fost elaborat și realizat un aparat numeric complet automatizat, care permite efectuarea de măsurători direct în centralele și stațiile de mare putere. Aparatul investighează simultan cele trei faze, indicînd valorile extreme atinse pe fiecare dintre ele atît la conectarea, cît și la deconectarea întrerupătorului. Sînt indicate totodată, momentele conectării, considerate față de o anumită referință. Declanșarea procesului de investigare și măsurare se realizează automat, la apariția unei supratensiuni pe oricare dintre faze, nefiind necesare în acest scop impulsuri de comandă din exterior, în general, nedisponibile în condiții de teren.

Valorile parametrilor măsurați (trei tensiuni și trei intervale de timp) sînt prezentate utilizatorului prin vizualizarea pe un dispozitiv de afișaj, respectiv prin tipărire cu ajutorul unei imprimante. După încheierea vizualizării aparatul generează un impuls care poate servi pentru comanda automată a comutării întrerupătorului, fără a mai fi necesară în acest scop intervenția operatorului.

Modul de conectare a aparatului numeric AN în sistem rezultă din figura 1. Prin G_0K și C au fost notate aici generatorul, întrerupătorul și, respectiv, consumatorul. BC reprezintă blocul de comandă al întrerupătorului.

Tensiunile de studiat, din aval de întrerupător, sînt aplicate la intrările R.S.T. La cea de-a patra intrare, RFF, se aplică tensiunea uneia dintre faze, care servește la definirea referinței pentru duratele de comutare. Impulsurile necesare comenzii întrerupătorului sînt disponibile la bornele B .

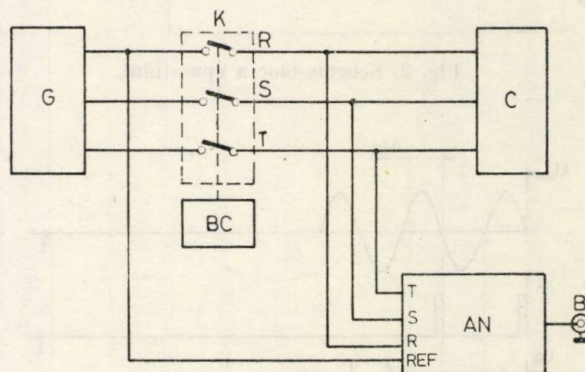


Fig. 1. Modul de conectare a aparatului în sistem.

1. Prezentarea funcționării

Principiul de măsurare al aparatului constă în aceea că valorile extreme ale supratensiunilor sînt memorate cu ajutorul a trei detectoare de vîrf analogice [2], după care sînt convertite în intervale de timp. Aceste intervale, precum și intervalele Δt , corespunzătoare comutării, sînt măsurate prin procedeul cunoscut de numărare a unor impulsuri furnizate de un oscilator cu cuarț. Intervalele Δt , după care comută fiecare fază, sînt măsurate față de ultima trecere prin zero în sensul crescător al tensiunii de referință, anterioară comutării.

Schema-bloc simplificată a aparatului, reprezentată în figura 2, conține o parte comună pentru toate fazele, care include: dispozitivul de comandă DC , oscilatorul cu cuarț OC , circuitul poartă $CP2$ și dispozitivul de afișare DA ; schema conține, de asemenea, trei părți identice pentru fiecare fază, formate din cîte un detector de vîrf DV , un convertor tensiune — timp CTT , precum și circuitul poartă $CP1$, numărătorul N și registrul memorie RM .

Modul de funcționare al aparatului, se prezintă în cele ce urmează, considerînd situația la conectare (fig. 3).

Înainte de conectare, cînd tensiunile aplicate intrărilor R, S, T se situează între limi-

* Lucrare prezentată la Conferința Anuală de Semiconductoare a I.C.C.E. CAS/I.C.C.E. — 1980.

** Ing. Tiponut, V. — șef lucrări — Institutul politehnic Timișoara, ing. Stoiciu, D. — I.A.E.M.-Timișoara.

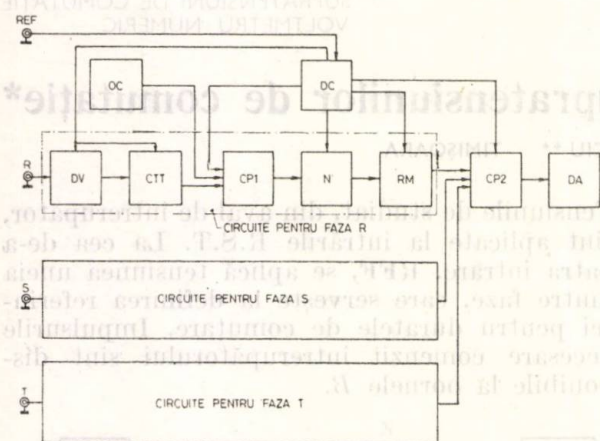


Fig. 2. Schema-bloc a aparatului.

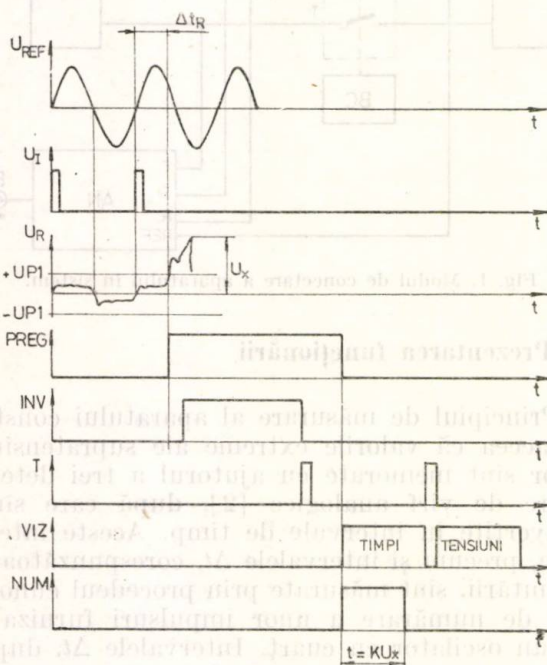


Fig. 3. Diagrame de timp la conectarea liniei.

tele $\pm UP1$, numărătoarele N concretizează impulsurile generate de oscilatorul OC . Conținutul numărătoarelor este anulat însă periodic de impulsurile U_i furnizate de dispozitivul de comandă DC . Aceste impulsuri sînt generate la trecerea prin zero în sens crescător a tensiunii aplicate la intrarea REF (U_{REF}), considerată drept tensiune de referință.

Prin depășirea limitelor $\pm UP1$, pe una dintre faze, ca urmare a comutării (faza R în fig. 3) este declanșat dispozitivul de comandă și acesta sistează anularea conținutului numărătoarelor și întrerupe procesul de numărare, prin blocarea circuitului poartă $CP1$ aferent fazei respective. Rezultă că informația din numărătoare va reprezenta durata intervalelor de timp Δt , dintre ultima trecere prin zero în sensul crescător al tensiunii de refe-

rință, anterioară comutării și momentul comutării.

Simultan cu prima depășire a limitelor $\pm UP1$ este declanșat un circuit basculant monostabil care furnizează un impuls de circa 110 ms (impulsul $PREG$ în fig. 3). Acest impuls pregătește detectorul de vîrf pentru procesul de investigare a supratensiunilor, proces care este inițiat cu o mică întârziere față de frontul anterior al impulsului $PREG$ (impulsul INV în fig. 3). Necesitatea acestei întârzieri va fi argumentată la punctul 3. La sfîrșitul procesului de investigare, a cărui durată este de aproximativ 100 ms, detectoarele de vîrf furnizează fiecare, la ieșire, o tensiune continuă egală cu valoarea extremă atinsă de tensiunea alternativă aplicată la intrare. Terminarea procesului de investigare determină transferul T al conținutului numărătoarelor N (adică a duratelor Δt) în registrele de memorare RM , în vederea afișării. Frontul posterior al impulsului $PREG$ determină apoi inițierea afișării duratelor Δt și conversia tensiune-timp. Se obțin astfel, la ieșirile convertoarelor CTT , impulsuri de forma NUM , a căror durată t , proporțională cu tensiunea extremă U_x , este măsurată prin numărare (circuiturile OC , $CP1$, N). După afișarea duratelor Δt are loc un nou transfer din numărătoare în registrele de memorare și se trece la afișarea valorilor extreme ale supratensiunilor. Impulsurile VIZ , de vizualizare a timpilor și tensiunilor (fig. 3) au duratele de aproximativ 15 s, pentru a permite o citire comodă a rezultatelor.

Odată încheiat ciclul de măsurare, nivelul pragului de declanșare $UP1$ este comutat automat la o altă valoare, $UP2$, în vederea efectuării unei noi măsurări. Pentru aceasta dispozitivul de comandă trebuie să revină în starea inițială. Revenirea este posibilă însă numai dacă tensiunile celor trei faze se situează simultan, pe o anumită durată (cca. 20 ms) între limitele $\pm UP2$. În aceste condiții, dacă valorile $UP1$, $UP2$ sînt potrivit alese, aparatul execută cîte o singură măsurare după fiecare proces de comutare.

În ceea ce privește nivelul pragurilor de declanșare, acesta trebuie să se situeze cît mai aproape de axa tensiunilor nule, încît determinarea momentelor comutării să se facă cu suficientă precizie. Din acest considerent nivelul pragului $UP1$, de declanșare la conectare, se alege la limita superioară a valorii maxime a tensiunilor induse în linie înainte de conectare. Se consideră acoperitoare valoarea $UP1 = 0,40 U_m$, U_m reprezentînd amplitudinea tensiunii de serviciu.

La deconectare procesele fiind mai complexe [1], s-a prevăzut posibilitatea reglării nivelului $UP2$, în funcție de natura situației concrete. Limitele de reglare sînt date de relația:

$$UP1 \leq UP2 \leq 1,2 U_m. \quad (1)$$

Valoarea $1,2 U_m$ se impune pentru ca în regimul permanent, care se stabilește după un proces de conectare, să fie posibilă revenirea dispozitivului de comandă în starea inițială, în vederea efectuării unei noi măsurări. Dacă apariția supratensiunilor întârzie după deconectare cu cel puțin 20 ms, pragul $UP2$ poate fi reglat sub valoarea amplitudinii. Revenirea dispozitivului de comandă are loc în această situație pe durata celor 20 ms după deconectare.

2. Considerații privind circuitele utilizate

La elaborarea schemei electronice a aparatului s-au avut în vedere tipurile de circuite deja cunoscute (numărătoare, registre de memorare, dispozitivul de afișare etc.), după cum au fost concepute și aplicate unele scheme originale. Dintre acestea se remarcă în mod deosebit detectorul pentru valori extreme, precum și unele circuite din dispozitivul de comandă.

Schema-bloc a detectorului de extrem și a convertorului tensiune-timp este prezentată în figura 4. Aplicatorul invertor AI , comparatorul dublu $C1$, $C2$ și condensatorul de memorare CM alcătuiesc împreună un detector de valori extreme [3]. Ori de câte ori tensiunea de intrare depășește, fie în domeniul tensiunilor pozitive, fie în domeniul tensiunilor negative, o valoare extremă precedentă, memorată la bornele condensatorului, comparatorul $C1$, respectiv $C2$, determină apariția unui „1” logic la ieșirea dublului comparator (se are în vedere

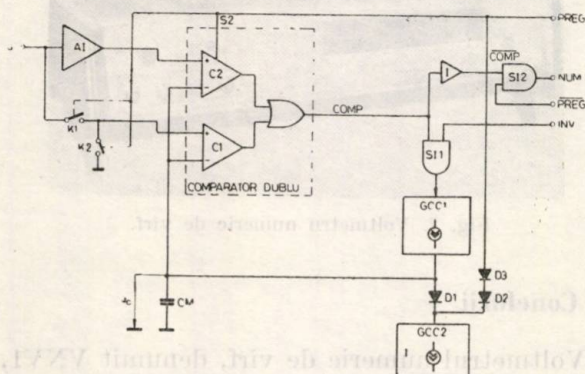


Fig. 4. Schema-bloc a detectorului de vîrf.

logica pozitivă); prin circuitul poartă $SI1$ este activat, ca urmare, generatorul de curent constant $GCC1$, care încarcă condensatorul CM la noul extrem al tensiunii de intrare. Prezența generatorului $GCC1$ se justifică prin aceea că în condițiile încărcării liniare a condensatorului de memorare, eroarea determinată de timpul de răspuns finit al comparatorului devine mai mică [4].

Funcționarea în timp a circuitului din figura 4 cuprinde patru etape distincte, evidențiate în diagramele din figura 5.

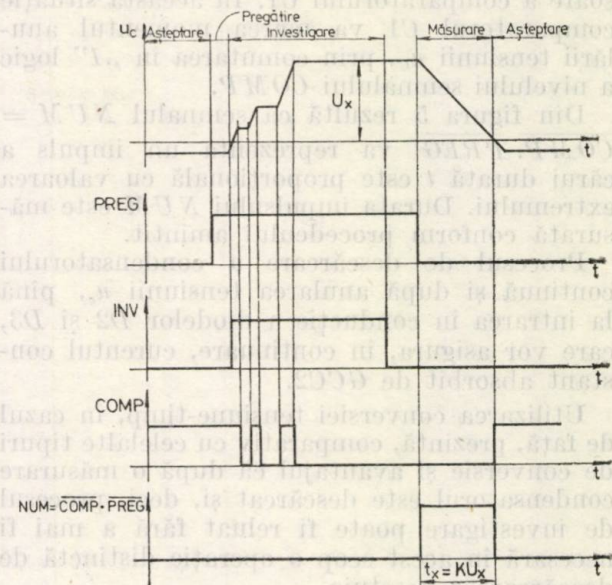


Fig. 5. Funcționarea detectorului de vîrf. Diagrame de timp.

În etapa de așteptare, între două măsurări succesive, semnalul logic $PREG = 0$ comandă în antifază cheile $K1$, $K2$ în stare deschisă, respectiv închisă. Ca urmare, intrarea neinvertor a comparatorului $C1$ este conectată la masă și, datorită potențialului negativ stabilit la bornele condensatorului CM , semnalul $COMP$, la ieșirea dublului comparator, va fi „1” logic (indiferent de starea lui $C2$). În consecință, la ieșirea invertorului I , precum și la ieșirea circuitului $SI2$ (fig. 4) se va obține „0” logic. Potențialul negativ la borna inversor a comparatorului $C1$ este determinat de generatorul de curent constant $GCC2$, diodele $D2$, $D3$ în conducție și dioda $D1$ la limita de blocare (se va avea în vedere că $PREG = 0$).

Investigarea variațiilor tensiunii de intrare are loc pe durata impulsului INV . Apariția acestui impuls este precedată de operații pregătitoare, determinate de modificarea în „1” logic a nivelului semnalului $PREG$ și anume:

- modificarea stării cheilor $K1$, $K2$ încît prin $K1$ în stare închisă să se permită accesul semnalului de studiat la intrarea comparatorului $C1$;

- stabilirea potențialului catodului diodei $D1$ la o valoare pozitivă care să asigure starea blocată a acesteia.

Procesele menționate se desfășoară înaintea etapei de investigare, cu scopul evitării unei erori de măsură, determinată de regimurile tranzitorii ce apar la comutarea cheilor $K1$, $K2$.

Etapa de măsurare este inițiată la apariția frontului posterior al impulsului $PREG$, cînd dioda $D1$ intră în conducție și începe descăr

care a liniară a condensatorului CM . Totodată este modificată starea cheilor $K1$, $K2$, prin $K2$ conectându-se la masă intrarea neinvertsoare a comparatorului $C1$. În această situație comparatorul $C1$ va marca momentul anulării tensiunii u_c , prin comutarea în „I” logic a nivelului semnalului $COMP$.

Din figura 5 rezultă că semnalul $NUM = COMP.PREG$ va reprezenta un impuls a cărui durată t este proporțională cu valoarea extremului. Durata impulsului NUM este măsurată conform procedurii amintit.

Procesul de descărcare a condensatorului continuă și după anularea tensiunii u_c , pînă la intrarea în conducție a diodelor $D2$ și $D3$, care vor asigura, în continuare, curentul constant absorbit de $GCC2$.

Utilizarea conversiei tensiune-timp, în cazul de față, prezintă, comparativ cu celelalte tipuri de conversie și avantajul că după o măsurare condensatorul este descărcat și, deci, procesul de investigare poate fi reluat fără a mai fi necesară în acest scop o operație distinctă de descărcare a acestuia.

Ca element de noutate se evidențiază sesizarea terminării procesului de descărcare cu însuși comparatorul $C1$ din detectorul de extremă. Această soluție se dovedește foarte avantajoasă sub aspectul numărului de circuite utilizate, contribuind totodată, la îmbunătățirea preciziei. Semnalul $PRFG = 0$ aplicat la borna $S2$, de eșantionare („strobe”), a comparatorului $C2$ realizează blocarea acestuia pe durata conversiei pentru a asigura funcționarea corectă a CTT .

Din dispozitivul de comandă se prezintă în continuare circuitul pentru tensiunile $UP1$, $UP2$ (fig. 6). Acesta este, în esență, un detector de vîrf cu comparator, urmat de un amplificator invertor AI . Comparatorul este, de fapt, unul dublu, ale cărui jumătăți sînt comandate în antifază cu semnalele Q , $\bar{Q}$, aplicate intrărilor de eșantionare $S1$, respectiv $S2$.

Condensatorul C se încarcă la valoarea de vîrf a tensiunii aplicate la intrarea neinvertsoare a jumătății active a dublului comparator. Pentru măsurarea la conectare este activ $C1$ (ieșirea Q a circuitului basculant bistabil CBB este în starea „I” logic) și tensiunea pe condensator are valoarea $UP1$, determinată de rezistențele $R1$, $R2$ ($UP1 = 0,40 U_m$). Pentru

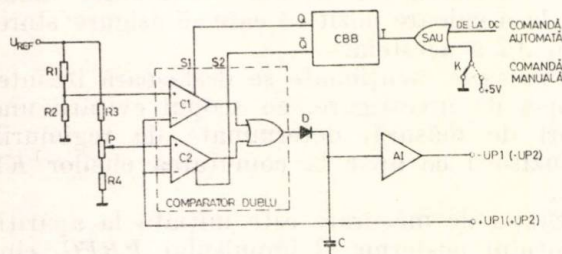


Fig. 6. Circuit pentru tensiunile $UP1$, $UP2$.

măsurarea la deconectare este activ $C2$ ($\bar{Q}$ în „I” logic, tensiunea pe condensator avînd în acest caz valoarea $UP2$, determinată de rezistențele $R3$, $R4$ și P . Cu ajutorul potențiometrului P , valoarea lui $UP2$ se poate modifica între limitele $(0,40 \dots 1,2) U_m$. Comanda de activare, respectiv de blocare, a comparatoarelor $C1$, $C2$ se realizează automat, după fiecare ciclu de măsură, prin intermediul unui semnal furnizat de un circuit din dispozitivul de comandă. Utilizatorul poate modifica însă oricînd starea CBB , cu ajutorul comutatorului K . Această facilitate lărgeste posibilitățile de aplicare ale aparatului.

3. Caracteristici tehnice

Aparatul, realizat conform celor expuse, prezintă următoarele caracteristici principale:

- domeniul de măsură pentru tensiuni: $0 - 1\,000\text{ V}$;
- domeniul de măsură pentru timpi: $0 - 100\text{ ms}$;
- impedanța de intrare: $1\text{ M}\Omega$ și 10 pF ;
- viteza maximă de creștere a tensiunii de intrare: $2\text{ V}/\mu\text{s}$;
- eroarea de măsurare a tensiunilor: $\pm 0,5\%$ din cap de scală;
- eroarea la măsurarea intervalelor de timp: $\pm 0,2\%$ din cap de scală.

O imagine frontală a aparatului este prezentată în figura 7.

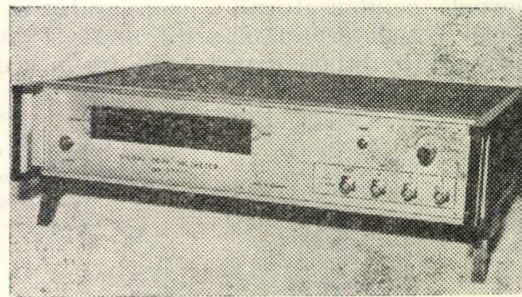


Fig. 7. Voltmetru numeric de vîrf.

4. Concluzii

Voltmetrul numeric de vîrf, denumit VNV1, prezintă avantaje substanțiale față de aparate similare produse de firme consacrate (tab. 1) (5), (6). Aceste avantaje, rezumate pe scurt, constau în următoarele:

- posibilitatea măsurării simultane a valorilor extreme și a intervalelor Δt , pe toate cele trei faze. Voltmetrele produse în mod curent permit determinarea numai a valorii de vîrf, în domeniul tensiunilor pozitive sau negative și numai pentru o singură fază.

— Declanșarea automată a procesului de măsură, la apariția undelor de supratensiune,

Tabelul 1

Comparație cu principalele tipuri de voltmetre destinate măsurătorilor în energetică

	MUT 7	HAEFELY 50	VNV 1
IMPEDANȚA DE INTRARE (MΩ)	10	1	1
CLASA DE PRECIZIE [%]	2	0,5	0,5
DOMENIUL DE FRECVENȚE [Hz]	—	15 ÷ 500	0 ÷ 20kHz
POLARITATEA TENSIUNII	+ SAU -	+ SAU -	+ ȘI -

fără a mai fi necesare în acest scop impulsuri de comandă din exterior. Aceasta asigură o exploatare comodă a aparatului direct în centralele și stațiile de mare putere.

La cele menționate se mai adaugă gradul înalt de automatizare, care, în ipoteza unei utilizări corecte, exclude practic intervenția operatorului și îl recomandă în situațiile în care este necesară efectuarea într-un timp relativ scurt a unui număr mare de măsurători.

Bibliografie

- [1] Drăgan, Gleb, ș.a. Supratensiuni interne în sistemele electroenergetice. București, Editura tehnică, 1975.
- [2] Bulucea, C. ș.a. Circuite integrate liniare, București. Editura tehnică, 1975.
- [3] Tiponul, V. Metodă de detectare a valorii extreme a unei tensiuni și detector de valoare extremă. Brevet OSIM Nr. 67 078.
- [4] Tiponul, V. Voltmetru numeric pentru măsurarea supra-tensiunilor de comutație. Buletinul științific și tehnic al IPTVT, fasc. II, 1978.
- [5] * * * Dispozitiv universal de măsurare a tensiunilor MUT7; Instrucțiuni de utilizare.
- [6] * * * Voltmetru numeric HAEFELY 50; Instrucțiuni de utilizare.

CZ 621,316.9

GENERATOR DE IMPULSURI ALEATOARE
DISTRIBUȚIE POISSON

Generator de impulsuri aleatoare, simulator de canal de transmisie perturbat

L. H. MOISIN* — BUCUREȘTI

O serie de fenomene fizice ca de exemplu apelarea unității centrale a unui calculator de către periferie, traficul rutier, dezintegrarea radioactivă, apeluri telefonice, căderea componentelor în studiile de fiabilitate sau apariția erorilor în transmisia de date sînt fenomene statistice și pot fi descrise ca secvențe aleatoare de evenimente independente a căror repartiție este guvernată de distribuția Poisson.

Pentru o asemenea distribuție, probabilitatea de înregistrare a unui număr K de evenimente într-un interval de timp t este:

$$P_K = \frac{1}{K!} \cdot \frac{t^K}{t_0} \cdot e^{-t/t_0}, \quad (1)$$

unde t_0 reprezintă intervalul mediu dintre două evenimente succesive.

Distanțele dintre evenimente sînt statistic independente și sînt distribuite exponențial. Funcția de distribuție este

$$F(t) = e^{-t/t_0} \quad (2)$$

și reprezintă probabilitatea ca distanța dintre două evenimente consecutive să fie mai mare sau egală cu t [1].

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru electronică, Centrul de cercetare electronică-București.

Simularea unui astfel de proces are o mare importanță în studiul prealabil al sistemelor care depind de acțiunea unor evenimente distribuite aleator în timp. Din acest motiv lucrarea de față se ocupă de realizarea unui dispozitiv numeric capabil să genereze impulsuri a căror distribuție în timp să fie caracterizată de distribuția Poisson.

Pentru un astfel de dispozitiv, dacă T este distanța dintre două impulsuri de tact consecutive, intervalul dintre două evenimente va fi exprimat în multiplii întregi ai lui T . Probabilitatea ca intervalul dintre două evenimente să fie exact nT este dată de relația:

$$W(\tau = nT) = (1 - p)^{n-1} \cdot p, \quad (3)$$

iar probabilitatea ca intervalul să fie mai mare sau egal cu nT :

$$W(\tau \geq nT) = (1 - p)^{n-1}, \quad (4)$$

unde p reprezintă probabilitatea de apariție a unui eveniment, iar distanța medie dintre evenimente:

$$t_m = \frac{T}{p}. \quad (5)$$

Comparând ecuațiile (2) și (4) se constată că, distribuția exponențială din ecuația (2) este bine aproximată de distribuția geometrică din ecuația (4) pentru valori mai mici ale lui p , (mai mici ca 0,1).

Pentru realizarea dispozitivului s-a folosit proprietatea registrelor de deplasare cu reacție de a genera secvențe pseudoaleatoare de lungime $(2^n - 1)$ unde n este gradul polinomului generator. Pentru o astfel de secvență numărul de 0 diferă cu o unitate de numărul de 1 generați. Pentru secvențe lungi se poate considera că 0 și 1 apar cu o frecvență egală și că ieșirea oricărei celule a registrului de deplasare cu reacție constituie un generator aleator cu viteza medie pe timp lung egală cu $1/2$ din frecvența de tact.

Dacă se face coincidența între ieșirile mai multor celule cu ajutorul unei porți SI semnalul rezultat va avea o frecvență medie egală cu $\frac{1}{2^N} \cdot f$, unde N reprezintă numărul de intrări folosite pentru poartă. Varierea numărului de intrări pentru poarta SI constituie, deci, un reglaj al vitezei medii sau, dacă se ia în considerare probabilitatea de apariție a unui 1 pentru fiecare tact de deplasare a probabilității.

Pentru un asemenea sistem este important ca celulele ale căror ieșiri sunt conectate la poarta SI să fie cât mai depărtate una de alta pentru a se evita gruparea evenimentelor datorită corelării semnalelor. Acest inconvenient a fost înlăturat de Redshaw [3] care folosește două registre de deplasare diferite și fiecare intrare a porții SI este activată de suma modulo 2 a două semnale, unul provenit de la o

celulă din primul registru (A) și celălalt de la o celulă din al doilea registru (B).

Polinoamele generatoare sunt două polinoame prime de grad 15, respectiv 11 și anume :

$$P(A) = x^{15} + x^8 + 1, \quad (6)$$

$$P(B) = x^{11} + x^2 + 1. \quad (7)$$

Pentru controlul fin al frecvenței se generează în fiecare moment un număr f (făcându-se suma modulo 2 a câte două celule, una din registrul A și una din registrul B) care are probabilitatea egală să ia valori între 0 și $(F - 1)$ unde F este numărul total de trepte al controlului fin. Acest număr f este comparat cu un număr f' stabilit manual.

Dacă $f \geq f'$ se permite ieșirea de la generator. Neglijând corelațiile, probabilitatea ca numărul f să fie mai mare sau egal cu f' este dată de relația :

$$p(f) = \frac{f' + 1}{F}, \quad (8)$$

iar probabilitatea ca pentru un tact de deplasare să se obțină un 1 la ieșirea generatorului

$$P = \frac{1}{2^N} \cdot \frac{f' + 1}{F}. \quad (9)$$

Acest principiu a stat la baza realizării generatorului a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 1. Pentru cele două registre de deplasare s-au luat polinoamele generatoare exprimate de relațiile (6) și (7).

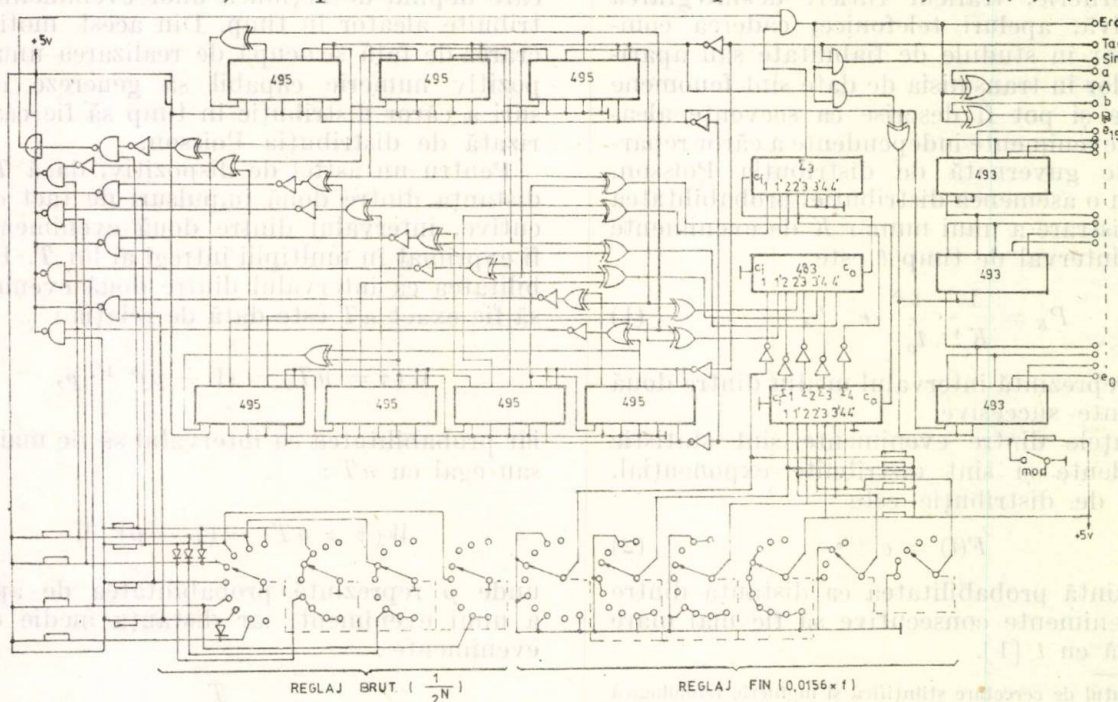


Fig. 1. Schema de principiu a generatorului de impulsuri aleatoare.

Pentru acordul brut $\left(\frac{1}{2^N}\right)$ s-a efectuat suma modulo 2 a următoarelor celule :

$$\begin{aligned} c_1 &= a_{15} \oplus b_{11}, & c_5 &= a_7 \oplus b_7, \\ c_2 &= a_{13} \oplus b_{10}, & c_6 &= a_5 \oplus b_6, \\ c_3 &= a_{11} \oplus b_9, & c_7 &= a_3 \oplus b_5, \\ c_4 &= a_9 \oplus b_8, & c_8 &= a_1 \oplus b_4, \end{aligned}$$

comutarea lor efectuându-se cu ajutorul unor porți *SI NU* cu colectorul în gol (conectate în montaj *SAU* cablat) validarea acestora făcându-se de la un comutator de panou, astfel încît la poziția $1/2$ să fie conectat doar semnalul c_1 , iar la poziția $1/2^8$ toate cele 8 semnale.

Pentru acordul fin, un al doilea comutator generează un număr f' cuprins între 0 și 39 care este convertit din cod *BCD* în binar cu ajutorul unui sumator de 4 biți (*CDB 483*). Numărul f este generat făcându-se următoarele sume modulo 2 :

$$\begin{aligned} f_1 &= a_2 \oplus b_{11}, \\ f_2 &= a_4 \oplus b_{10}, \\ f_3 &= a_6 \oplus b_9, \\ f_4 &= a_8 \oplus b_8, \\ f_5 &= a_{10} \oplus b_7, \\ f_6 &= a_{12} \oplus b_6. \end{aligned}$$

Compararea celor două numere se face prin scăderea lui f din f' , operație efectuată în complement 1 [4]. Semnul rezultatului reprezentat de ieșirea f_3 a ultimului sumator este conectat la intrarea unei porți *SI*, cea de a doua intrare a acesteia fiind activată ieșirea circuitului *SAU* cablat (acordul brut). Semnalul rezultat este scos la panou la borna „Erori”.

Pentru simularea unui canal de transmisiuni perturbat dispozitivul face suma modulo 2

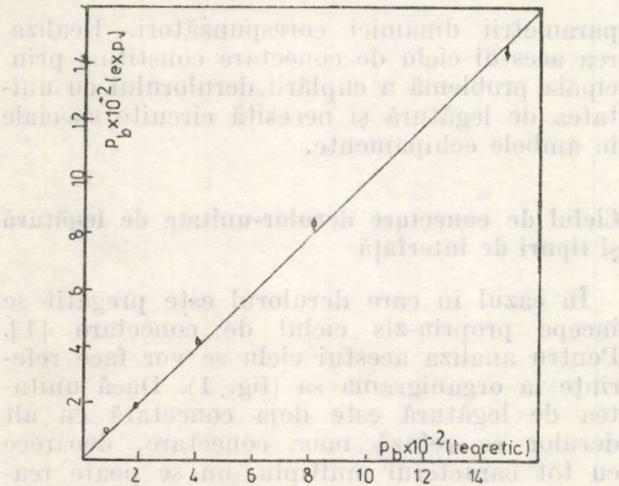


Fig. 2. Test de viteză. (Probabilitatea experimentală funcție de probabilitatea teoretică).

a semnalului de date introdus la una din intrările a sau b cu semnalul de eroare generat și livrează semnalul eronat la ieșirile A sau B .

Generatorul poate furniza la ieșire și numere aleatoare obținute prin conversia timp număr a intervalelor dintre impulsurile de ieșire. Valoarea maximă a acestora este $(2^{12} - 1)$ și citirea lor este validată de semnalul „Sincroe”.

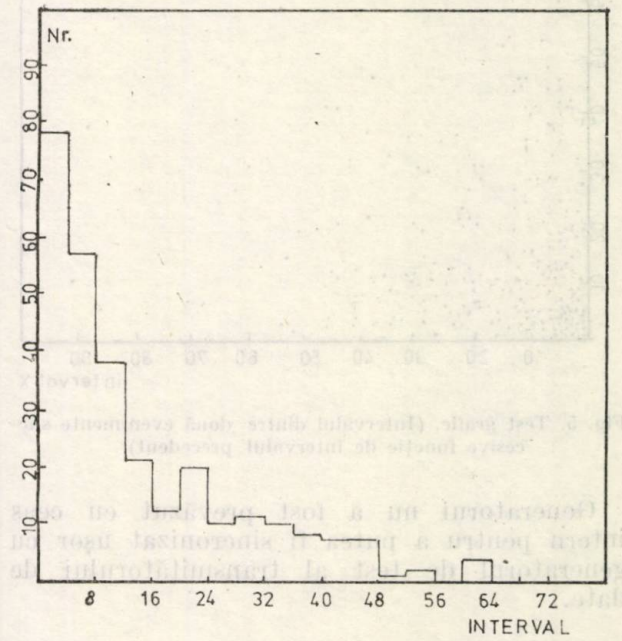


Fig. 3. Test de interval. (Distribuția intervalelor dintre două impulsuri succesive).

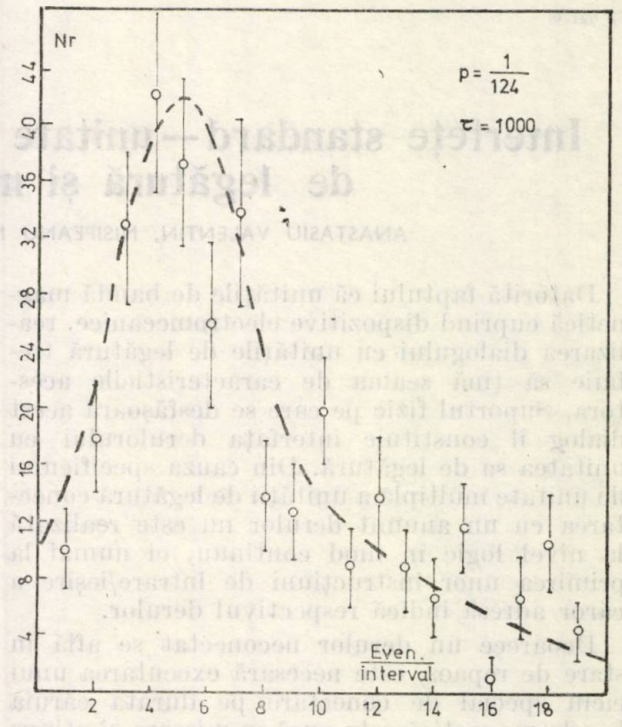


Fig. 4. Test de distribuție. (Probabilitatea de apariție a 0, 1, 2, ..., n evenimente într-un interval prestabilit de timp).

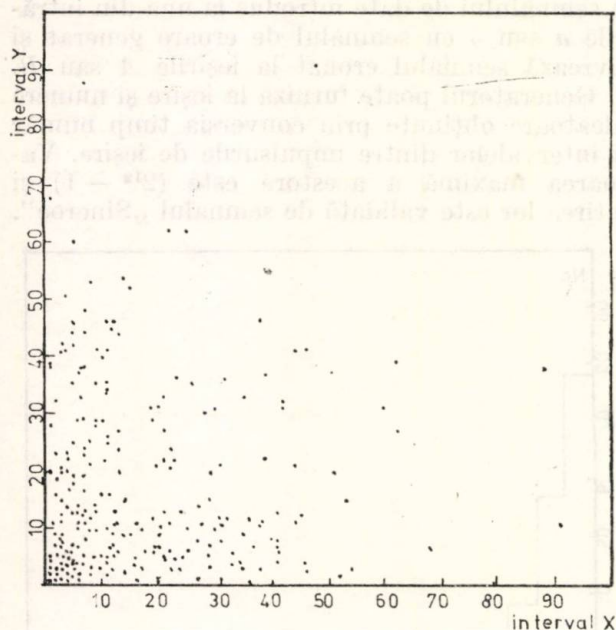


Fig. 5. Test grafic. (Intervalul dintre două evenimente succesive funcție de intervalul precedent).

Generatorul nu a fost prevăzut cu ceas intern pentru a putea fi sincronizat ușor cu generatorul de test al transmițătorului de date.

Pentru verificarea generatorului [5] s-au efectuat atât teste de viteză (figura 2), trăsându-se probabilitatea de apariție experimentală funcție de cea teoretică, cât și teste de aleatoriu, constând în test de interval (figura 3) reprezintă distribuția intervalelor între două impulsuri succesive și se constată că aproximează bine distribuția exponențială teoretică, test de distribuție (figura 4 reprezintă probabilitatea măsurată de apariție a 1, 2, ..., n evenimente, într-un interval prestabilit de timp) și test de corelare (figura 5 reprezintă intervalul dintre două evenimente succesive funcție de intervalul precedent), ultimul test fiind un test grafic care demonstrează că evenimentele nu sînt corelate.

Bibliografie

- [1] De Coulon, F., Rumley, P.A. Pseudorandom Poisson Process Generator. *El. Lett.* 4, vol. 9 nr. 20, 1973, p. 466 — 467.
- [2] Von Pangratz, H., Weinrichter, H. Pseudozufallsgenerator zur Simulation eines Poisson Prozesses. În: *Nachrichtentechn. Z.* 27, Heft 9, 1974, p. 325 — 327.
- [3] Redshaw, S. A repeatable random pulse generator using chain codes, M. Sc. Tech. Thesis, University of Manchester, 1961.
- [4] Moisin, L.H. Divider Multiplier Cellular Array, *Rev. Roum. Phys.* Tome 22, No. 6, 1977, p. 651 — 656.
- [5] Hartley, M.G. Evaluation of Performance of Random Generators employing Chaincodes, În: *Proc. IEE* Vol. 116, No. 1, Jan. 1969, p. 27 — 34.

CZ 621.38

ADAPTOR DE INTERFAȚĂ
UNITATE DE BANDĂ MAGNETICĂ

Interfețe standard — unitate de bandă magnetică — unitate de legătură și metode de adaptare

ANASTASIU VALENTIN, NISIPÉANU NELU, POPESCU GRIGORE* — BUCUREȘTI

Datorită faptului că unitățile de bandă magnetică cuprind dispozitive electromecanice, realizarea dialogului cu unitățile de legătură trebuie să țină seama de caracteristicile acestora. Suportul fizic pe care se desfășoară acest dialog îl constituie interfața derulorului cu unitatea sa de legătură. Din cauza specificului de unitate multiplă a unității de legătură conectarea cu un anumit derulor nu este realizată la nivel logic în mod continuu, ci numai la primirea unor instrucțiuni de intrare/ieșire a căror adresă indică respectivul derulor.

Deoarece un derulor neconectat se află în stare de repaos, este necesară executarea unui ciclu special de conectare pe durata căruia banda magnetică este pusă în mișcare și atinge

parametrii dinamici corespunzători. Realizarea acestui ciclu de conectare constituie principala problemă a cuplării derulorului cu unitatea de legătură și necesită circuite speciale în ambele echipamente.

Ciclul de conectare derulor-unitate de legătură și tipuri de interfață

În cazul în care derulorul este pregătit se începe propriu-zis ciclul de conectare [1]. Pentru analiza acestui ciclu se vor face referințe la organigrama sa (fig. 1). Dacă unitatea de legătură este deja conectată cu alt derulor se refuză noua conectare, deoarece cu tot caracterul multiplu, nu se poate realiza schimb de date decât cu un singur derulor, datorită unicității lanțului de scriere-citire.

* C.C.T.C.-București.

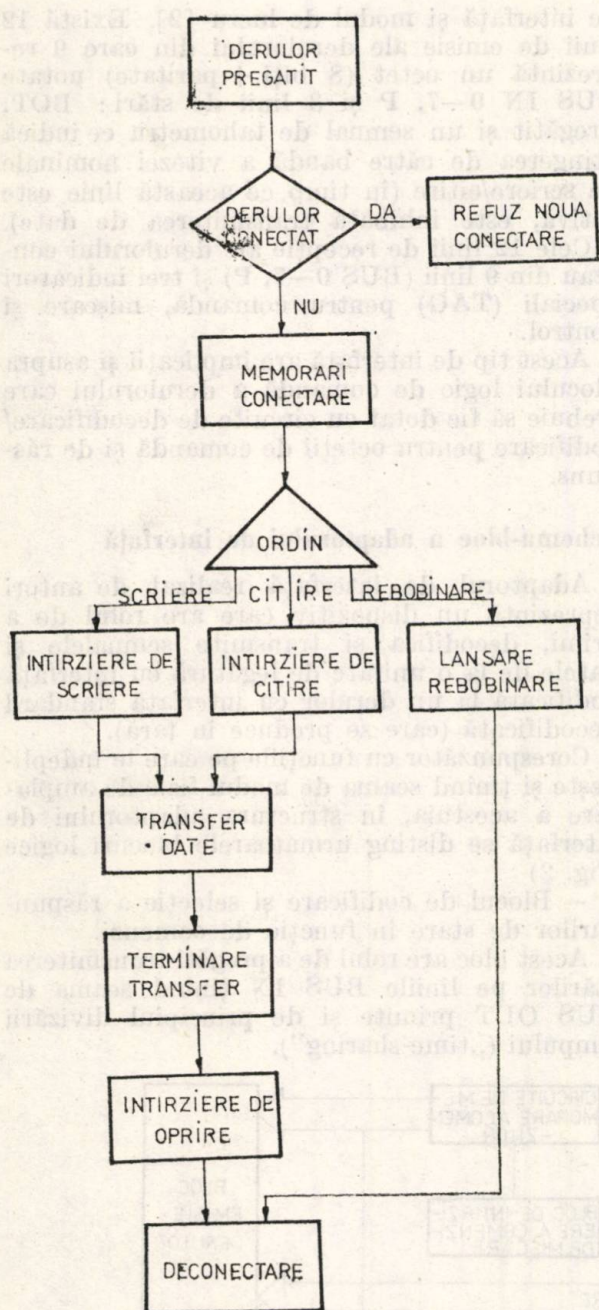


Fig. 1. Organigrama ciclului de încărcare.

Neexistînd alt derulor conectat, se inițiază noua conectare care este memorată în unitatea de legătură. Concomitent derulorul primește comenzi de mișcare și se așteaptă un timp necesar de punere în viteză.

Între timp în unitatea de legătură se decodifică ordinul primit și se transmit la derulor comenzile necesare operațiilor. În cazul unor operații de scriere/citire se asigură realizarea unor întirzieri corespunzătoare fiecărei operații în parte pentru atingerea vitezei nominale de mișcare a benzii, și a condițiilor de prelucrare a informațiilor. În acest sens întirzierile la scriere vor fi mai mari pentru asigurarea

unui spațiu corespunzător între înregistrările pe bandă.

La citirea în schimb, întirzierile sînt mai mici pentru a preîntîmpina eventualele pierderi de date la începutul înregistrării.

După scurgerea acestor întirzieri se trece în faza de transfer de date. Sensul de transfer și modul de terminare depind de ordinul executat. La scriere, terminarea transferului este dictată de unitatea de legătură cînd nu se mai primește date de la memoria internă, iar la citire derulorul va comanda aceasta la sesizarea sfîrșitului înregistrării pe bandă. Se realizează în continuare noi întirzieri necesare poziționării benzii în mijlocul spațiului interbloc.

Operația de rebobinare presupune doar lansarea sa pe derulor după care urmează deconectarea. Derulorul își controlează singur îndeplinirea rebobinării și, eventual, semnalizează unității de legătură terminarea acesteia. Din această cauză reiese foarte limpede de ce pot executa simultan mai multe deruloare operații de rebobinare și numai unul singur scrierea sau citirea.

Modul de realizare a interfeței între derulor și unitatea sa de legătură depinde de filozofia de organizare a subsistemului de memorie pe bandă magnetică [3].

O etapă importantă în realizarea interfețelor a constituit-o conceptul de interfață standard lansat în anii 1963—1964 odată cu deruloarele din seria 2400 ale calculatoarelor IBM 360. Marea majoritate a producătorilor au început să livreze deruloare de bandă magnetică compatibile la nivel de semnal și, uneori, chiar la nivel de conector cu cele ale seriei amintite.

Acest tip de interfață numit interfață standard necodificată este și în prezent tipul de interfață cel mai des întîlnit pentru deruloarele de bandă magnetică. În acest fel s-a trecut de la standardizarea (și deci compatibilitatea) la nivel de suport la standardizarea (și deci compatibilitatea) la nivel de interfață și chiar de conector.

Se vor prezenta sumar principalele linii ale acestui tip de interfață. În privința nivelului semnalelor trebuie ca acestea să fie compatibile TTL (logică tranzistor-tranzistor) și în logică negativă pe cablu.

a. Linii derulor — unitate de legătură (emisie derulor)

— Linii de stare a derulorului. Se transmit principalele stări:

- pregătit,
- automat,
- rebobinare,
- BOT (început de bandă),
- EOT (sfîrșit de bandă),
- protecție fișier.

— Linii de date — reprezintă 9 linii cu informațiile citite de pe bandă.

b. Linii unitate de legătură-derulor (recepție derulor)

- selectare,
- comandă-mișcare. Sînt două linii care codifică comanda și sensul de mișcare. Cea mai des utilizată este codificarea ÎNAINTE/STOP și ÎNAPOI/STOP dar se întîlnește și codificarea MIȘCARE/STOP și ÎNAINTE/ÎNAPOI. Mișcarea benzii se face atît timp cît există semnal pe aceste linii,
- rebobinare,
- descărcare — se execută rebobinare urmată de descărcare,
- scriere/citire,
- linii de date — reprezintă 9 linii pe care se transmit datele ce urmează a fi scrise pe bandă.

Deruloarele produse în țară folosesc acest tip de interfață.

Apariția la începutul anilor '70 a calculatoarelor de tip IBM 370, dotate cu unități de legătură microprogramate, precum și aspecte tehnice și comerciale au condus la dezvoltarea pentru aceste tipuri de deruloare a unei interfețe standard codificate. În prezent acest tip de interfață se întîlnește destul de frecvent la deruloarele de bandă magnetică cu performanțe ridicate care se cuplează la unități de legătură microprogramate. Avantajul principal al acestui tip de interfață îl constituie numărul mai mic de linii de transmisie: 12 de emisie și 12 de recepție; față de tipul precedent. Se vor prezenta în continuare liniile

de interfață și modul de lucru [2]. Există 12 linii de emisie ale derulorului din care 9 reprezintă un octet (8 biți + paritate) notate BUS IN 0—7, P și 3 linii de stări: BOT, Pregătit și un semnal de tahometru ce indică atingerea de către bandă a vitezei nominale de scriere/citire (în timp ce această linie este activă, este inhibată transmiterea de date).

Cele 12 linii de recepție ale derulorului constau din 9 linii (BUS 0—7, P) și trei indicatori speciali (TAG) pentru comandă, mișcare și control.

Acest tip de interfață are implicații și asupra blocului logic de comandă a derulorului care trebuie să fie dotat cu circuite de decodificare/codificare pentru octeții de comandă și de răspuns.

Schema-bloc a adaptorului de interfață

Adaptorul de interfață realizat de autori reprezintă un dispozitiv care are rolul de a primi, decodifica și transmite semnalele și datele de la o unitate de legătură cu interfață codificată la un derulor cu interfață standard necodificată (care se produce în țară).

Corespunzător cu funcțiile pe care le îndeplinește și ținînd seama de modul fizic de amplasare a acestuia, în structura adaptorului de interfață se disting următoarele blocuri logice (fig. 2)

— Blocul de codificare și selecție a răspunsurilor de stare în funcție de comenzi.

Acest bloc are rolul de a pregăti transmiterea stărilor pe liniile BUS IN ținînd seama de BUS OUT primite și de principiul divizării timpului („time-sharing”).

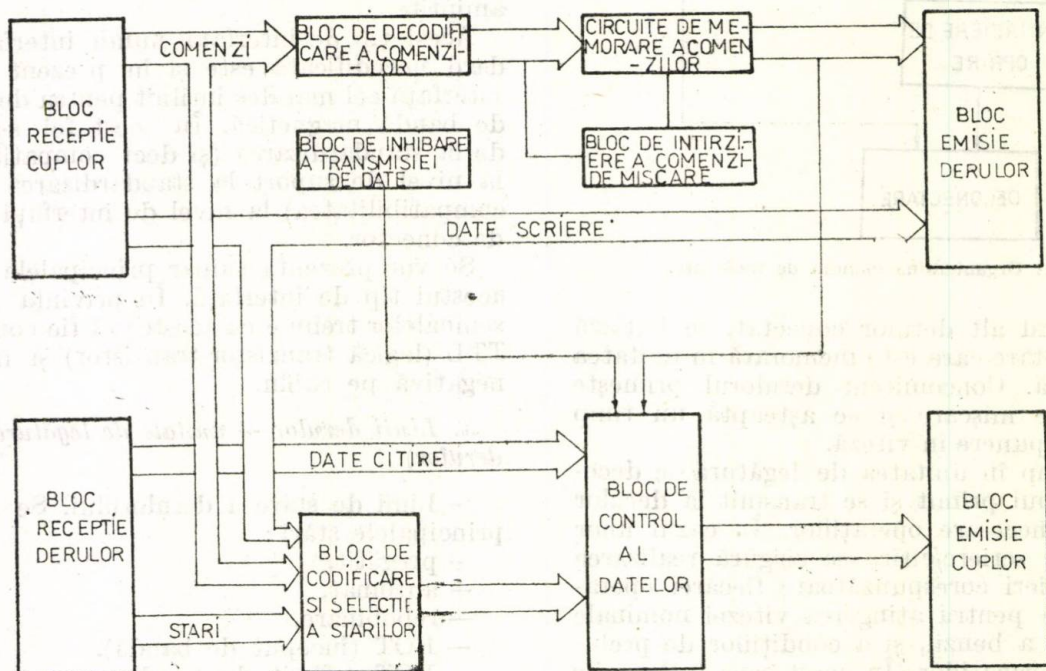


Fig. 2. Schema bloc a adaptorului de interfață.

Înainte oricărei conectări unitatea de legătură va cere doi octeți de stare. Primul octet este cerut prin poziționarea ordinului X'01' (în hexadecimal) pe liniile BUS OUT. Octetul de răspuns va avea următoarea configurație și apare pe liniile BUS IN:

BUS IN	0	1	2	3	4	5	6	7
Semnificație	Mișcare înapoi	Protecție fișier	EOT	BOT	Scriere	Pregătit-Pregătit		

Al doilea octet de stare cerut prin ordinul X'02' are următoarea configurație:

BUS IN	0	1	2	3	4	5	6	7
Semnificație	Număr piste	—	Densitate	NRZI	Specifice modelului și vitezei derulorului			

— Blocul de control al datelor. Acest bloc are rolul de a stabili transmiterea stărilor sau datelor de citire în funcție de ordinul primit.

— Blocul de decodificare a următoarelor comenzi:

- a — descărcare,
- b — rebobinare,
- c — punere în mod N.R.Z.I.,
- d — citire înapoi,
- e — citire înainte,
- f — scriere.

Pentru inițializarea unor comenzi se poziționează indicatorii (TAG) simultan cu octeți de comandă corespunzători. O comandă este considerată acceptată de derulor, doar după ce aceasta a răspuns cu un octet identic cu cel de comandă. Linia de comandă poate iniția următoarele operații:

- X'80' — citire înapoi,
- X'40' — citire înainte,
- X'08' — scriere,

Linia de control poate iniția următoarele operații:

- X'80' — descărcare (rebobinare și descărcare),
- X'10' — selectare densitate,
- X'01' — rebobinare.

Pentru începerea operațiilor inițiate pe linia de comandă trebuie poziționată linia de mișcare. Fluxul de date se transmite pe liniile BUS IN, respectiv BUS OUT, doar după semnalizarea corespunzătoare a atingerii vitezei nominale (semnal de tahometru).

— Blocul de întârziere a comenzii de mișcare și de inhibare a transmiterii datelor. El are rolul de a asigura poziționarea benzii în mijlocul spațiului interbloc sau de a asigura atingerea vitezei nominale. Schema detaliată a acestui bloc este prezentată în figura 3.

Se observă modul de formare a celor 2 semnale principale MIȘCARE și INHIBARE.

Semnalul MIȘCARE care asigură mișcarea benzii și poziționarea ei în mijlocul spațiului interbloc se generează în prezența indicatorului MOVE TAG.

La căderea acestuia se produc întârzierile necesare cu ajutorul monostabililor M1 și M2 corespunzător operației de citire, respectiv scriere.

Semnalul INHIBARE care asigură inhibarea transmisiei de date până la atingerea vitezei nominale se generează la activarea liniei MOVE TAG cu ajutorul monostabililor M3 și M4.

— Blocul de emisie recepție, care asigură transmiterea datelor între unitatea de legătură/adaptor, precum și între adaptor/derulor, asigurând adaptarea datelor.

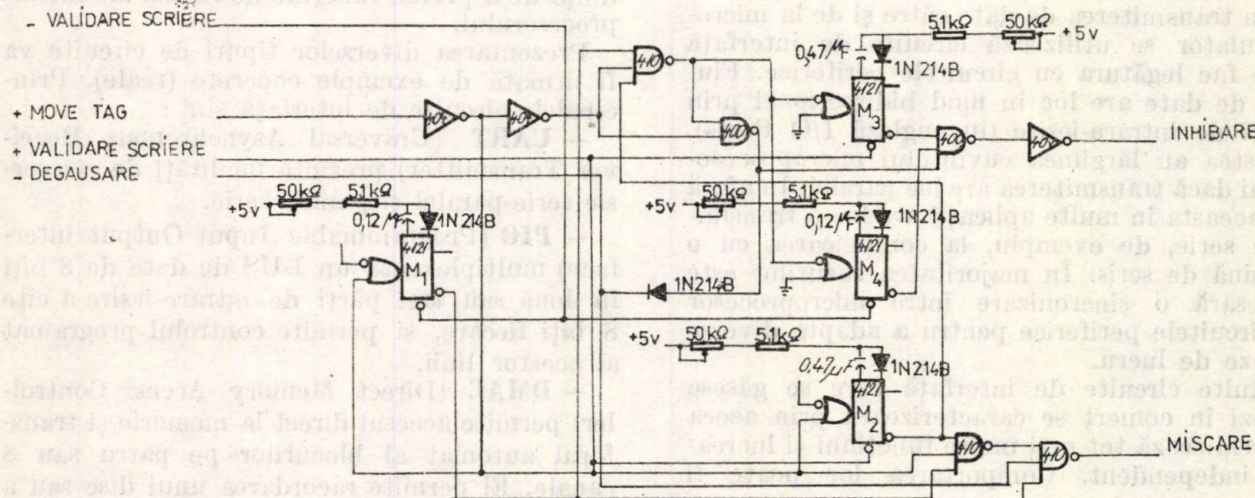


Fig. 3. Bloc de întârziere a comenzii de mișcare și de inhibare a transmiterii de date.

În mod opțional adaptorul mai poate conține:

— blocul de control logic al scrierii și citirii, care cuprinde un bistabil de citire-scriere care se setează atunci când se primește:

- un semnal de citire înainte,
- un semnal de citire înapoi,
- un semnal de citire de la blocul de testare.

Atunci când se comută comanda de scriere în comandă de citire se invalidează semnalul de permitere a scrierii și se validează circuitul de degaussare. Acesta produce timp de 3 milisecunde un semnal cu frecvență de 1kHz, care degaussează banda.

— Blocul de testare cu rolul de a furniza semnale de scriere, precum și comenzi de mișcare în mod local.

Aspecte tehnologice privind realizarea adaptorului de interfață

Adaptorul de interfață a fost realizat într-un setar dotat cu 8 plachete de dimensiuni 140 × 150 mm.

Plachetele au următoarea destinație:

- placa emisie asigură transmiterea datelor către unitatea de legătură microprogramată;
- placa de recepție pentru recepția datelor de la unitatea de legătură microprogramată;

— placa de logică asigură: întârzierea comenzii de mișcare, generarea semnalului de inhibare a transducerii de date, memorarea comenzilor de descărcare, rebobinare, mers înapoi etc.;

- placa de emisie pentru transmiterea datelor către derulorul cu interfață necodificată;
- placa recepție pentru recepția datelor de la derulorul cu interfață necodificată;
- placa de control a scrierii.

Problemele legate de conectarea fizică a dispozitivului realizat au constat în diversitatea tipurilor de conectori folosiți de unitatea de legătură și de unitatea de bandă magnetică.

Pentru conectarea la unitatea de legătură se folosesc conectori de tip AMP, iar pentru conectarea la unitatea de bandă magnetică conectori de tip CONECT cu 50 de pini.

Dispozitivul realizat a fost experimentat practic prin conectarea la un calculator IBM.

Bibliografie

- [1] Avramescu, A., Nisipeanu N., Popescu, Gr. ș.a. Echipamentele periferice ale calculatoarelor numerice, București, Ed. tehnică, 1971.
- [2] Irwin, J.W., Cassie, J.V., Oppenboem, H.C. The IBM 3803/3420 Magnetic Tape Subsystem. În: IBM Journal of research and development, vol. 15, nov. 1971, p. 391—400.
- [3] Phillips, S.Mc. Magnetic tape formatter design reduces hardware — software — requirements. În: Computer Design, vol 16, nr. 11 nov. 1977, pag. 99 — 104.

CZ 621.38

MICROPROCESOR
CIRCUITE DE INTERFAȚĂ

Circuite de interfață pentru microprocesoare

GHEORGHE SUCIU* — BUCUREȘTI

Introducere

În transmiterea de date către și de la microcalculator se utilizează circuite de interfață care fac legătura cu circuitele periferice. Fluxul de date are loc în mod bidirecțional prin porți de intrare-ieșire (în engleză I/O Ports). Acestea au lărgimea cuvântului microprocesorului dacă transmiterea are loc paralel. În afară de aceasta în multe aplicații are loc o transmitere serie, de exemplu, la comunicarea cu o mașină de scris. În majoritatea cazurilor este necesară o sincronizare între microprocesor și circuitele periferice pentru a adapta diverse viteze de lucru.

Multe circuite de interfață care se găsesc astăzi în comerț se caracterizează prin aceea că realizează tot mai multe funcțiuni și lucrează independent. Comportarea lor poate fi

programată de procesorul central, având tendința de a prelua funcțiile de rutină ale microprocesorului.

Prezentarea diverselor tipuri de circuite va fi urmată de exemple concrete (reale). Principalele circuite de interfață sunt:

— **UART** (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) prezintă facilități de conversie serie-paralel și paralel-serie.

— **PIO** (Programmable Input Output interface) multiplexează un BUS de date de 8 biți în două sau trei părți de intrare-ieșire a câte 8 biți fiecare, și permite controlul programat al acestor linii.

— **DMAC** (Direct Memory Access Controller) permite accesul direct la memorie și transferul automat al blocurilor pe patru sau 8 canale. El permite racordarea unui disc sau a unui ecran (CRT).

* Ing. Suci, Gh. — I.C.P.T.T.C.-București.

— **PIC** (Priority Interrupt Controller) permite controlul și vectorizarea automată a 8 nivele de întreruperi.

— **PIT** (Programmable Interval Timer) permite măsurarea întârzierii sau numărarea impulsurilor.

Circuitul UART

— **UART** înseamnă (Universal Asynchronous Receiver — Transmitter), receptor-emitător universal asincron. Principiul de utilizare este redat în figura următoare (fig. 1).

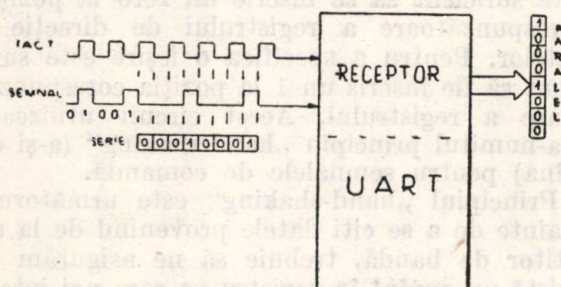


Fig. 1. Conversia serie-paralel.

Semnalul reprezintă o secvență codificată de biți, adică o secvență de 0 și 1. Pentru a determina care sînt zerourile și care sînt unitățile în semnal, este necesar un tact. Circuitul **UART** transformă secvența serie formată din primii 8 biți încadrați într-o secvență paralel (pentru magistrala microprocesorului).

Un circuit standard **UART** are trei module:

— receptorul care are ca funcțiune convertirea intrării secvențiale într-o ieșire paralelă;

— emițătorul care face conversia unei intrări paralele într-o ieșire serie;

— modulul de comandă primește comanda sistemului și asigură conversia instrucțiunilor transmise de către microprocesor.

Receptorul generează biți de start, de stop și verifică buna transmitere a datelor cu ajutorul unui bit de paritate.

Bitul de paritate este un bit suplimentar care se adaugă unui cod cu 7 biți și se verifică cu ajutorul lui, dacă datele transmise nu cuprind erori. Paritatea funcționează astfel: se numără cîți de „1” sînt conținuți într-un cuvînt de date. Dacă numărul este impar și dacă adugăm un bit de paritate cu valoarea „0”, avem de-a face cu o paritate impară. Dacă numărul de biți „1” din cuvîntul de date este par, bitul de paritate va fi „1”. În acest caz s-a ales opțiunea de „paritate impară” adică se garantează că conținutul cuvîntului de 8 biți are în permanență un număr impar de „1”.

Emițătorul face conversia paralel-serie într-un mod similar, adăugînd un bit de start (pentru delimitarea începutului cuvîntului), eventual un bit de paritate și bitul de stop (delimitează sfîrșitul cuvîntului).

Aplicațiile principale ale unui **UART** sînt: comunicația cu un modem, o imprimantă, un periferic serie, achiziționarea datelor la distanță.

Exemplu:

Circuitul USART 8251 Intel

8251 (Intel) este un **USART**: Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter, care poate funcționa sub formă sincronă sau asincronă.

Schema acestui circuit este redată în figura 2.

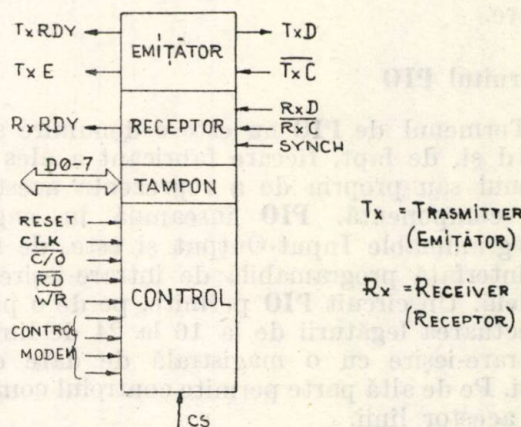


Fig. 2. Circuitul UART 8251 (Intel).

Adresarea lui 8251 are loc prin patru semnale, așa cum rezultă din tabelul 1.

Tabelul 1

Adresarea lui 8251 (Intel)

C/D	RD	WR	CS	Operația
0	0	1	0	8251 spre magistrala de date (read)
0	1	0	0	Datele spre 8251 (write)
1	0	1	0	Starea (Status) spre magistrală
1	1	0	0	Magistrala spre control
—	—	—	1	Magistrala de date spre STATE

De fapt, cele patru operații de bază care permit utilizarea lui 8251 sînt:

- citește;
- înscris;
- încarcă indicatorul de stare (status);
- încarcă registrul de comandă (control).

O aplicație tipică a lui 8251 (Intel) este redată în figura 3. În acest exemplu se utilizează 8251 pentru a comunica cu un ecran catodic sau citește sub formă serie caracterele provenind de la o claviatură și furnizează sub formă serie biții destinați a fi afișați pe un ecran catodic. Generatorul de tact furnizează tac-

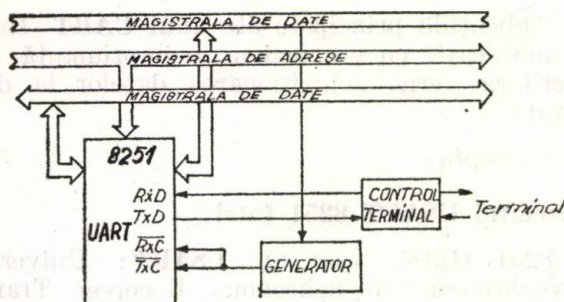


Fig. 3. Aplicație a circuitului UART.

tele necesare circuitelor emițătoare și receptoare.

Circuitul PIO

Termenul de **PIO** nu este o denumire standard și, de fapt, fiecare fabricant a ales termenul său propriu de a reprezenta acest tip de componentă. **PIO** înseamnă în engleză Programmable Input-Output și este, de fapt, o interfață programabilă de intrare-ieșire paralelă. Un circuit **PIO** permite, pe de o parte, efectuarea legăturii de la 16 la 24 de linii de intrare-ieșire cu o magistrală de date de 8 biți. Pe de altă parte permite controlul complex al acestor linii.

O structură tipică de **PIO** este redată în figura 4.

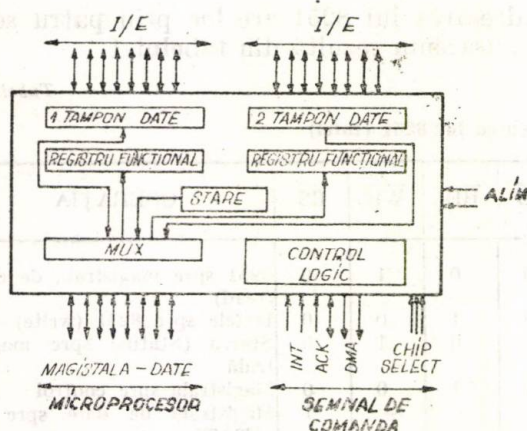


Fig. 4. Interfață de intrare-ieșire programabilă (PIO).

În partea inferioară se află magistralele de comandă și date. În partea superioară se află cele două (sau trei) porți de comunicare cu externele de intrare-ieșire.

În interiorul **PIO** există 6 registre esențiale. Registrul-tampon de date pentru fiecare poartă păstrează datele prezentate la poarta 1 respectiv 2. Fiecare din aceste linii este programabilă individual cu ajutorul microprocesorului ca o intrare-ieșire. Aici este vorba de o schimbare radicală față de componentele electronice clasice.

În electronica clasică există o erezie în transformarea unui grup de linii de intrare în linii de ieșire. În lumea microprocesoarelor această transformare se face fără nici o modificare a unei cartele de sistem. Fiecare linie este echipată cu un registru de direcție a datelor.

Un exemplu de **PIO** este **PIA 6280** livrat de firma Motorola. **PIA** înseamnă Peripheral Interface Adapter, adică interfață de adaptare a perifericelor. Acest **PIA** este echipat cu două porți de intrare-ieșire de 8 linii fiecare, fiecare linie fiind programată în intrare sau ieșire. Pentru a specifica că o linie este utilizată ca intrare, este suficient să se înscrie un zero la poziția corespunzătoare a registrului de direcție a datelor. Pentru a specifica o ieșire este suficient să fie înscris un 1 la poziția corespunzătoare a registrului. Acest circuit utilizează așa-numitul principiu „hand-shaking” (a-și da mâna) pentru semnalele de comandă.

Principiul „hand-shaking” este următorul: înainte de a se citi datele provenind de la un cititor de bandă, trebuie să ne asigurăm că există un cuvânt în registru pe care noi intenționăm să-l citim. În acest sens sînt posibile două procedee: putem fie să întrebăm cititorul, fie să lăsăm cititorul să ne prevină. De exemplu, cititorul de bandă trimite semnalul „registrul meu de intrare este plin”. Aceasta înseamnă: „veniți, citiți conținutul meu”. Acest semnal va fi transmis de exemplu prin S_1 . Se știe că registrul tampon al cititorului este plin; se va citi. Putem preveni (din politețe) pe cititor că s-a obținut semnalul său și îi putem transmite un semnal așa-zis de achitare prin S_2 . Acest semnal S_2 înseamnă, pentru cititor, că registrul său tampon de intrare a fost golit sau va fi golit în perioada N , și că poate proceda la operarea lecturii următoare. În general, se preferă să se trimită semnalul de achitare pentru că se citește conținutul acestor date.

Un alt exemplu de **PIO** este circuitul **PPI** al firmei **INTEL**. **PPI** este abrevierea noțiunii Programmable Peripheral Interface, adică interfață programabilă de periferice. **PPI** este echipat cu 24 de linii de intrare-ieșire care pot fi utilizate în combinații complexe ca linii de date și de comandă. El este programabil în trei moduri:

- modul 0, care permite programarea fiecărui grup de linii a câte 4 în intrare sau în ieșire;

- modul 1, programează 8 linii ca intrare sau ieșire în unul din două grupuri de 12 linii; restul de 4 linii ale grupului sînt rezervate operațiilor de comandă;

- modul 2, este modul de magistrală bidirecțională: 8 linii sînt disponibile pentru date iar 5 linii pentru „hand-shaking”.

O aplicație tipică a lui 8255 este redată în figura 5.

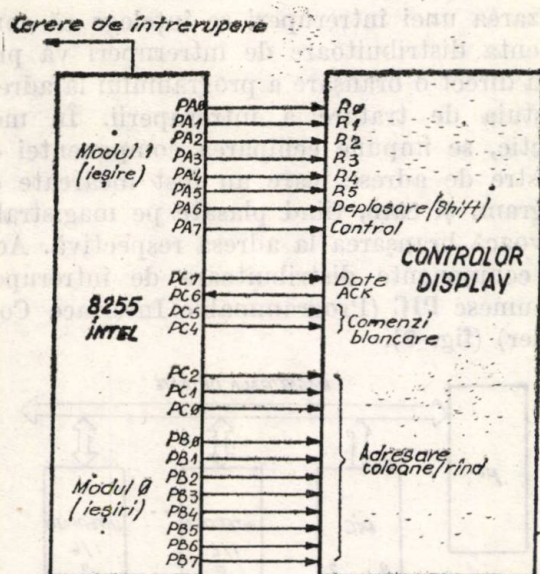


Fig. 5. Aplicație tipică a lui 8255 (Intel).

Așa cum rezultă din figură, utilizarea unui singur circuit 8255 permite comanda unui controlor (CRT Controller) pentru un indicator cu tub catodic (de exemplu DAF 1001).

Un alt exemplu de **PIO** este circuitul **TMS 5501** introdus de firma Texas Instruments, care are o poartă de intrare de 8 biți, o poartă de ieșire de 8 biți, plus o linie serie asincronă, două întreruperi și cinci intervale de timp programabile. Acest circuit interfațează direct cu 8080 (nu are nevoie de controlorul 8228), reprezentînd o îmbinare de **UART**, **PIO** și **PIT**.

Circuite de realizare a întreruperilor

Înainte de examinarea componentelor de realizare a întreruperilor se vor analiza principiile de distribuire a intrărilor-ieșirilor prin întreruperi.

Există trei moduri esențiale de distribuire a intrărilor-ieșirilor: *sistemul „polling”* (sistem de sondaj), *întreruperile* și *accesul DMA*.

Sistemul *polling* constă în a întreba pe rînd fiecare periferic pentru a verifica dacă are date de transmis (sau de recepționat). Aceasta este metoda cea mai simplă. Ea poate fi realizată în întregime prin program, distribuind intrărilor-ieșirilor este sincronă cu execuția programului. Dezavantajul, evident, constă în faptul că această metodă este încheată, deoarece microprocesorul trebuie să verifice starea tuturor intrărilor-ieșirilor, deși unele din acestea n-au nevoie de „service”.

Pentru a utiliza mai bine timpul microprocesorului, dispozitivul așa-zis de întrerupere trimite un impuls pe linia **INT** (sau **IRQ**) numită linie de întrerupere. O întrerupere este interpretată ca o cerere de „service” din par-

tea unui periferic. Diagrama corespunzătoare unei cereri de întrerupere este prezentată în figura 6. La dreapta figurii, circuitul de interfață, care comunică cu intrarea-ieșirea, este bransat pe linia **INT** a microprocesorului.

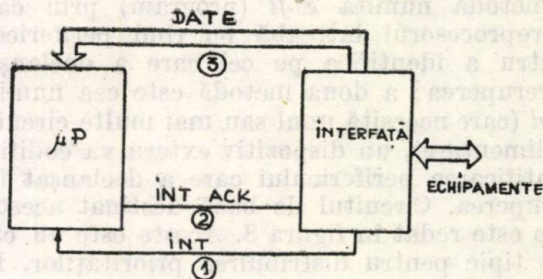


Fig. 6. Gestionarea intrării-ieșirii prin întrerupere.

Dacă perifericul are nevoie de „service”, interfața va activa linia **INT** (1 pe figură); dacă microprocesorul acceptă întreruperea, va suspenda programul pe care tocmai îl executa și va bransa o rutină de tratare a întreruperii. El va achita întreruperea trimițînd un semnal pe linia **INTA** (2 pe figură). După executarea acestui subprogram, el va relua execuția programului principal.

Pentru a putea identifica perifericul care a activat linia **INT**, avem nevoie fie de o componentă de gestionare a priorităților externe sau de a interoga perifericele, care transmit apoi pe magistrala de date codul lor — dacă ele sînt cele care au cerut întreruperea.

Mecanismul de întrerupere constînd în acroșarea pe o linie unică de întrerupere a unui ansamblu de periferice poate fi comparat cu situația într-un autobuz. Fiecare pasager poate atrage atenția conductorului trăgînd (acționînd) linia unică de întrerupere. În cazul unui microprocesor, acesta nu numai că acceptă întreruperea dar identifică natura cererii pentru a fi în măsură să o execute.

O problemă importantă este cea a priorității întreruperilor. Mai multe interfețe (*N*) pot fi bransate simultan pe o singură linie **INT** (fig. 7). Dacă o întrerupere parvine micropro-



Fig. 7. Întreruperi simultane.

cesorului, se va identifica imediat interfața care a declanșat această întrerupere. Soluția cea mai simplă în acest scop este de a da o linie **INT** fiecărei interfețe ce comunică cu microprocesorul. Din păcate, faptul nu este posibil la ora actuală, întrucît un microprocesor are doar 40 de pini, din care numai unul singur este prevăzut pentru funcția de între-

rupere. Ansamblul de componente care alcătuiesc interfața se brânșează pe această linie unică. După declanșarea întreruperii microprocesorul va determina care este perifericul solicitant. Există două metode principale: o metodă numită *Soft* (program) prin care microprocesorul întreabă pe rînd perifericele pentru a identifica pe cel care a declanșat întreruperea; a doua metodă este cea numită *hard* (care necesită unul sau mai multe circuite suplimentare), un dispozitiv extern va codifica identificarea perifericului care a declanșat întreruperea. Circuitul de bază destinat acestui scop este redat în figura 8. Acesta este un circuit tipic pentru distribuția priorităților. La dreapta apar cele 8 nivele de întrerupere: *INT 0* la *INT 7*. Prin registrul din partea inferioară a figurii fiecare din aceste nivele poate să fie *autorizat* sau *nu*.

Circuitul furnizează un impuls unic *INT* pe linia de întreruperi conectată cu microprocesorul.

Această linie trebuie să fie logic, 1 atît timp cît linia este activată. În plus, fiecare nivel de întreruperi externe *INT 0* la *INT 7* este memorat într-un flipflop, iar conținutul acestui registru poate fi citit pe magistrala de date, ceea ce permite identificarea nivelului de întrerupere. Este suficient să se citească conținutul registrului pentru a testa dacă unul din biți este 1, ceea ce indică nivelul unei întreruperi active.

Circuitul PIC

Distribuția nivelelor multiple de întreruperi poate fi asigurată prin circuite discrete (logică cablată), microprogram, sau circuit specializat.

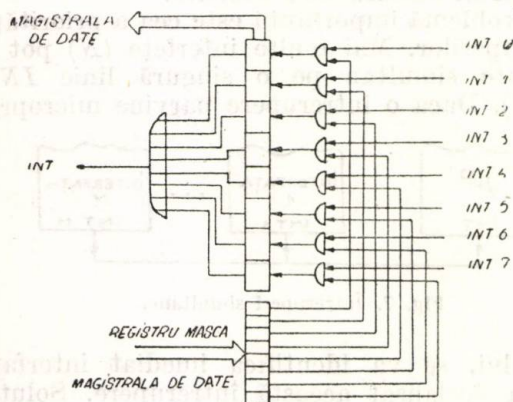


Fig. 8. Circuit de gestiune a priorităților.

De fapt, există circuite distribuitoare de priorități cu facilități suplimentare cum ar fi vectorizarea automată a întreruperii. Prin vec-

torizarea unei întreruperi se înțelege că componenta distribuitoare de întreruperi va provoca direct o brânșare a programului la adresa acestuia de tratare a întreruperii. În mod practic, se impune echiparea componentei cu registre de adrese, care au fost încărcate de program, și care, fiind plasate pe magistrală, provoacă brânșarea la adresa respectivă. Aceste componente distribuitoare de întreruperi se numesc **PIC** (Programmable Interface Controller) (fig. 9).

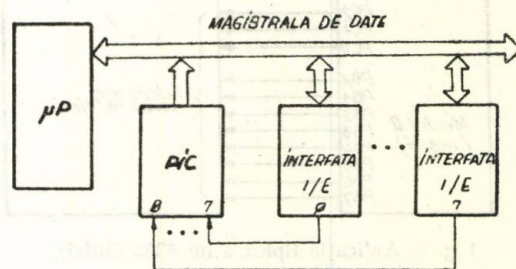


Fig. 9. Circuitul PIC distribuitor de priorități.

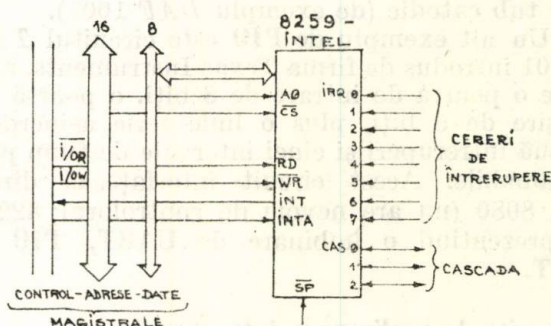


Fig. 10. Conectarea practică a circuitului 8259 (Intel).

Exemplu : Circuitul PIC 8259 (Intel)

Circuitul 8259 (Intel) furnizează distribuția a 8 nivele de întreruperi cu priorități. În plus, el este cascadabil, permițînd astfel distribuția pînă la 64 de nivele de întreruperi cu mai multe circuite 8259.

Se poate remarca aici că distribuția de întreruperi prin microprocesorul 8080 (Intel) este minimă. Ca răspuns la o întrerupere 8080 trimite un semnal de achitare *INTA*, după care nu face nimic ci așteaptă ca în timpul ciclului următor să apară o instrucțiune pe magistrala de date, el nu rezervă acestui scop nici un registru intern. Rezervarea registrelor se face cu circuitul **PIC 8259** (Intel).

Conectarea practică a circuitului 8259 pe o magistrală a sistemului 8080 este prezentată în figura 10.

Circuitul DMAC

DMAC — Direct Memory Access Controller, adică controlor de acces direct la memorie (prescurtat și DMA), este utilizat pentru efectuarea de transfer de bloc sau transfer de caractere rapide între un periferic și memorie. Sco-

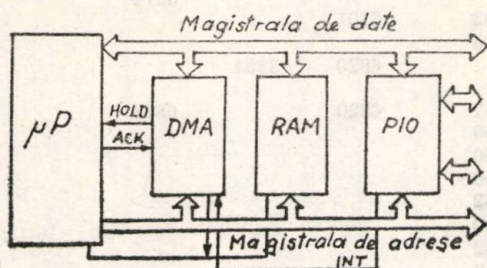


Fig. 11. Utilizarea unui circuit DMA.

pul unui DMAC este de a elibera un microprocesor de prea multe funcțiuni. Schema de bază de utilizare a unui DMAC este prezentată în figura 1. Componenta distribuitoare a intrărilor-ieșirilor (PIO) declanșează o întrerupere. Această întrerupere nu este transmisă direct microprocesorului, ci este adresată circuitului DMAC. Acesta acceptă sau nu întreruperea și

adresează o cerere de suspendare microprocesorului (semnalul HOLD). Microprocesorul la rândul său acceptă sau nu suspendarea și retrimite circuitului DMAC un semnal de achitare (ACK). Circuitul DMAC va plasa pe magistrala de adrese, adresa de la care sau spre care trebuie transferate datele. Instrucțiunea de citire sau de înscrisie va fi expediată de către DMAC spre memorie și componenta de intrare-ieșire (PIO) poate schimba un cuvânt direct cu memoria.

Exemplu de circuit DMAC

Firmele Intel și Motorola lucrează la controloare programabile DMAC. Schema de interconectare a circuitului 8257 (Intel) este prezentată în figura 2 și exemplul de aplicare în figura 13. Circuitul 8212 utilizat împreună cu 8257 este un tampon de 8 biți al magistralei de adrese. În acest exemplu, circuitul DMAC controlează 4 discuri „floppy”.

Circuitul PIT

PIT înseamnă „Programmable Interval Timer”, adică interval de timp programabil. Acest circuit cuprinde mai multe numărătoare independente și are ca rol, fie măsurarea duratei unui impuls, fie a declanșa un semnal la timpul T . De exemplu, în așa-numitul mecanism „polling” (de sondare a perifericelor) microprocesorul rămâne în bucla de așteptare un timp T . Cu ajutorul unei componente suplimentare a sistemului, un circuit de timp programabil, se pot îmbunătăți performanțele microprocesorului cu 10 până la 20 la sută. În orice caz, în majoritatea cazurilor, viteza microprocesorului nu este dusă la limita superioară și în acest caz utilizarea unui circuit **PIT** nu este justificată. În general, circuitul **PIT** se utilizează în configurații complexe.

Ca exemplu de circuit poate fi indicat **PIT** 8253 (Intel) care cuprinde 3 numărătoare de 16 biți independente.

Viteza variază de la 0 la 2 MHz, numărarea se face în binar sau în BOD și cuprinde 6 noduri de operare, programabile de către utilizator.

Circuite controloare de periferice

Logica necesară pentru realizarea unui controlor de periferice a necesitat până acum cel puțin o cartelă completă de logică cablată.

În ultimul an au apărut pe piață în mod progresiv ansambluri de componente necesare comenzi directe a celor mai multe tipuri de periferice clasice. Aceste controloare sînt realizate într-o singură capsulă LSI. Există, astfel, controloare de: afișaj, claviatură, imprimantă, telecomunicații, floppy disk, casete.

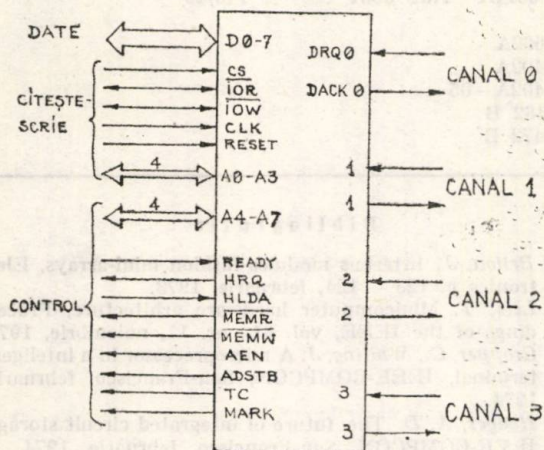


Fig. 12. Circuitul DMA 8257 (Intel).

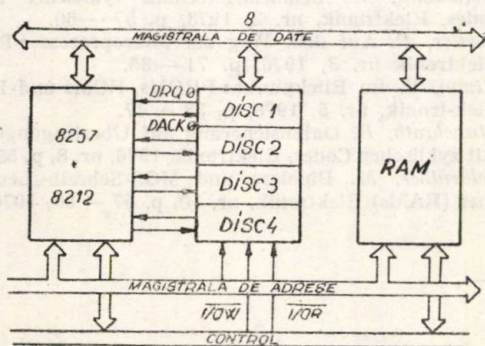


Fig. 13. Aplicație tipică a circuitului DMA 8257 (Intel).

Tabelul 2

Firma	Sistemul microprocesor	CIRCUITUL				
		UART	PIO	DMAC	PIC	PIT
Intel	MCS-40 MCS-40 3000	8251	4265 8255	8257	8214 8259 3214	8253
Intersil	IM6100	6402 6403	6101			
Mostek	F8		6820	3854		
Motorola	6800	2257 2259 2260 6850 6852 6860 6862 6863	6820		6828	
Raytheon	Am2900				Am2914 Am2914	
RCA	CDP1801/02	CDP1854				
Rockwell	PPS-4 & PPS-8 PPS-8	10371	10696 10930			
Signetics	2650	2651	2652 2655 SMI	10817 DMAI		(2655)
Standard Microsystems		COM 2601 COM 2505/17 COM 2502 H COM 2517 H				
Texas Instruments	TMS 8080	TMS 6011A	TMS 5501		'148/49	
Western Digital		AT 1662A TR 1402A TR 1402A-05 PT 1482 B PR 1472 B				

Concluzii

Un sistem microprocesor are o configurație minimală, alcătuită dintr-o unitate centrală și memorie (de lucru și de program). Acestea însă nu sînt suficiente în majoritatea cazurilor, deoarece pentru schimbul de date cu celelalte componente ale unui aparat sînt necesare componente de interfață specifice, cărora nu li se acordă întotdeauna importanța cuvenită. În tabelul 2 se prezintă oferta de componente de acest gen (o privire de ansamblu). Împărțirea s-a făcut după funcțiuni pentru a ușura privirea de ansamblu. Unele din componente au însă mai multe funcțiuni și în acest caz s-a ales funcțiunea principală.

Bibliografie

- [1] Briton, J. Interbus modules fashion mini-arrays, Electronics p. 123 - 124, februarie, 1973.
- [2] Leis, T. Minicomputer hardware architecture, Proceedings of the IEEE, vol. 61, nr. 11, noiembrie, 1973.
- [3] Cropper, C., Whiting, J. A microprocessor in a intelligent terminal, IEEE-COMPCON, San-Francisco, februarie, 1974.
- [4] Hodges, A. D. The future of integrated circuit storage, IEEE-COMPCON, San-Francisco, februarie, 1974.
- [5] Shah, P. ș.a. Interface or rapid data transfer and evaluation National Computer Conference, U.S.A., 1974.
- [6] Steinkamp, W. Schaltungstechnik zyklischer Binar-codes, Elektronik, nr. 2, 1973, p. 57 - 60.
- [7] Gossler, R. Auf dem Weg zur Mikroprozessor-Praxis, Elektronik nr. 3, 1976, p. 74 - 85.
- [8] Timm, V. Im Blickpunkt: PROMs, ROMs und PLAs, Elektronik, nr. 5, 1976, p. 38 - 47.
- [9] Munchrath, R. Datensicherung auf Übertragungswegen mit zyklischen Codes, Elektronik, 1976, nr. 8, p. 55 - 59.
- [10] Schlenther, M. Bipolare und MOS-Schreib-/Lesespeicher (RAMs) Elektronik, nr. 10, p. 57 - 68, 1976.

Manifestări științifice și tehnice

SIMPOZIONUL INTERNAȚIONAL „SISTEME-MODELARE-CONTROL” SMC-4/1979

Prezentare generală

În perioada 8—13 octombrie 1979 s-au desfășurat la Zakopane, Polonia, lucrările celui de al 4-lea Simpozion Internațional „SISTEME-MODELARE-CONTROL”, organizat de Societatea Cibernetică Poloneză și Centrul de Calcul Electronic al Universității Tehnice din Lodz. Simpozionul a avut scopul de a permite un schimb de experiență între specialiștii polonezi și străini, în probleme de sisteme, modelare și teoria reglajului și aplicarea acestora, atât în domeniul tehnic, cât și în domeniul bio-medicinii și cel social-economic.

La lucrările Simpozionului au participat, în afară de gazde, delegați din opt țări: URSS, RSC, RPB, RSR, RDG, RFG, Vietnam și Olanda. Din partea R.S. România a participat Dr. Ing. Mimi Sasu, de la Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.), București.

Lucrările celui de al 4-lea Simpozion Internațional „Sisteme-Modelare-Control” s-au desfășurat pe mai multe secții, după specificul problemelor abordate, cuprinzând aproximativ 140 referate.

Prezentarea problemelor din cadrul secțiilor de lucru ale simpozionului

Sesiunea 1/A: Au fost prezentate 9 comunicări cu următoarele subiecte: Modelul și identificarea proceselor de clasificare; Modelarea ecuațiilor diferențiale pe baza transformatei Tylor; Informațiile de preț ca indicatori în procesele de modelare a obiectelor tehnice. Sinteza algoritmilor iterative de identificare a proceselor tehnologice complexe din întreprinderile metalurgice; Identificarea sistemelor nestacionare cu ajutorul funcției de interpolare; Calculul automat al oscilațiilor sistemelor tehnologice complexe; Modelarea unei clase de obiecte cu parametri variabili pe baza analizei funcționale a funcției de transfer parametrică; Modelul evoluției sarcinii în rețelele electrice urbane; Hipergraf generalizat — model de sistem.

Sesiunea 2/A: Cele 9 comunicări prezentate s-au referit la: Interpretarea în teoria jocurilor a ecuațiilor sistemelor numerice la un sistem de decizie parametrică; Metodă de sinteză optimală a ecuațiilor din sistemele stohastice; Operațiile de scalare sub incertitudine, ca o problemă de control stohastic; Controlul optimist și pesimist al unei instalații a cărei evaluare a valorilor proprii este cunoscută; Model

formal al unui obiect mobil de control adaptiv, un concept de automatizare parametrică; Reducerea unor probleme de control al proiectării, la probleme de proiectare cu reacție echivalente; Calculul caracteristicilor de conexiune privite ca obiect de comandă; Proiectarea automată a structurii pentru sistemele de control automat al obiectelor încălzite; Controlul neliniar al proceselor discrete — o metodă probabilistică.

Sesiunea 3/C: Subiectele tratate în cele 12 comunicări prezentate sunt următoarele: Procesul de învățare în planificarea dezvoltării sistemelor; Automatizarea parametrică, ca element de învățare în sistemele de operare cu calculator; Instrucțiuni pentru vizualizarea buletinelor de știri de la televiziune — un proiect de cercetare a universității de învățare a adulților din Amsterdam; Probleme de luare a deciziei în două nivele în sisteme active; Analiza constrîngerilor — o nouă metodă în problema descompunerii în modelarea structurată; Presupuneri filozofice, fundament al modelelor cu calculator pentru gîndirea umană; MASIA, un model de simulare a răspunsului la întrebări în interviurile de supraveghere; Un model de recunoaștere a șabloanelor; Puterea de decizie a unui limbaj natural; Chestiunile false în direcțiile de dezvoltare a muncii de cercetare științifică; Cantitatea și cîmpul informațiilor în sistemele de ecuații; Aplicațiile multîmilor rare la controlul automat și luarea de decizii.

Sesiunea 3/A: În cele 12 comunicări prezentate au fost puse în discuție următoarele probleme: SISNET — un sistem pentru modelarea numerică a rețelor de comutare rearanjabile; Sistem de software pentru optimizarea rețelor continue; Modelarea dinamicii ecranelor electromagnetice; Experiențe asupra modelării analogice și hibride a sistemelor dinamice; Aplicarea simulării numerice în analiza statistică și optimizarea tensiunilor tranzitorii de comutare în liniile lungi; Sisteme de comandă optimală a funcționării rețelor de distribuție electromagnetice; Influența poziției zonei de despărțire cu aer în răcitoarele cu straturi de grătare asupra proprietăților lor dinamice. Modelul cifric al convertorilor de gaze și structurile lor de comandă. Particularitățile de modelare matematică a sistemelor de răcire pentru proiectarea și optimizarea lor; Cercetarea sistemelor de comandă a aparaturilor de zbor hipersonice pe baza modelării proiectării; Vergea dielectrică anizotropică cu sime-

trie de rotație și suprafețele parțial metalizate; Simularea digitală a unui motor de curent continuu.

Sesiunea 4/A1: S-au prezentat 10 comunicări cu următoarele subiecte: Estimarea diferiților indicatori de siguranță din combinații de același tip de scheme de metode de modelare; Sisteme semiotice adecvate pentru rezolvare; Un algorithm pentru a genera omorfisme generalizate de automate finite; Măsuri pentru a asigura o siguranță înaltă de funcționare a automatelor finite în timpul vieții lor de lucru; Model de adaptare a sistemelor cu funcționare parametrică la defecte în structura de calcul; Noțiuni de bază ale teoriei limbilor finite; Asupra limbilor finite acceptate de automate finite; Asupra limbilor F generate de gramatici F ; O alegere optimală a stării pentru proiectarea rețelelor secvențiale autodetectoare de defect; Regăsirea ordonată într-o memorie celulară asociată.

Sesiunea 4/A2: Subiectele tratate în cele 9 comunicări prezentate sînt următoarele: Algoritm universal de control al execuției testelor pentru circuite digitale; Sinteza automată a schemelor funcționale cu elemente operaționale numerice; Salturi în deteriorarea performanței la sistemele optime; Calculatorul — ajutor al viitoarelor cercetări; Pachete de programe pentru calculul sistemelor de control invariante, liniare, discrete, după un criteriu de cost patrat; Algoritm și program Fortran pentru calculul controlului optimal în timp al sistemelor termice cu două capacități și opt pompe termale nereversibile; Simularea probabilistică a problemelor de transfer indirect de căldură în sistemele cu băi de turnare; Un model neparametric al unui sistem fără memorie cu structură cascadă; Structurile sistemelor de calcul hibrid pentru simularea proceselor cu parametri distribuiți.

Sesiunea 5/A: În cele 10 comunicări prezentate s-au discutat următoarele probleme: Particularitățile de construcție a sistemelor automate de cercetare experimentală în problemele tehnice; Alcătuirea modelelor matematice din construcție, cercetate din aproape în aproape, ca un experiment de automatizare; Identificarea modelelor matematice ale sistemelor dinamice în procesele experimentale; Estimarea parametrilor prin metoda celor mai mici pătrate cînd matricea informațională este prost condiționată; Modelarea statistică a amestecurilor și a aliajelor depinzînd de compoziția lor și de variabilele de proces; Modelarea hibridă a dependențelor neliniare; Identificarea sistemelor prin metoda Lg a splineurilor generalizate; Considerații ale teoriei similitudinii în modelarea matematică a cîmpurilor de debite. Modele matematice ale variației patului în riuri și rezervoare; Un studiu al modelelor

liniare și neliniare ale debitelor de ape subterane în sistemele de drenaj.

Sesiunea 6/A: Cele 12 comunicări prezentate s-au referit la: Identificarea obiectelor cu parametri distribuiți prin utilizarea metodei de modelare imitativă; Metode și mijloace tehnice pentru modelarea obiectelor cu parametri distribuiți; Identificarea sistemelor cu parametri distribuiți; Filtru pentru sisteme parabolice cu condiții de frontieră în care intervin timpi de întîrziere; Controlabilitatea și observabilitatea sistemelor descrise de ecuații cu derivate parțiale cu timpi de întîrziere; Identificarea sistemelor parabolice cu timpi de întîrziere utilizînd coalocare ortogonală; Problema analizei pentru procesele legate de difuzie și căldură volumetrică; Modelarea problemei directe și inverse a căldurii volumetrice care luminează; Asupra unor metode de comandă a proceselor cu parametri distribuiți; Asupra problemelor la limită din teoria cîmpurilor prin metoda discretizării spațiului; Convergența soluției unor probleme descrise prin ecuații cu derivate parțiale parabolice neliniare; Un model matematic dinamic cu parametri distribuiți pentru procesul de cristalizare a maselor continue.

Sesiunea 6/B: Au fost prezentate 12 comunicări cu următoarele subiecte: Modelul matematic al distribuției unui antigen marcat cu izotopi, ca o probă de notație formalistă a sistemului de activitate reticulo-endotelial; Proiectul EDP (Electronic Data Processing) de transplant de rinichi în RDG; Aplicarea prelucrării electronice a datelor (EDP) pentru a măsura funcționarea rațională a inimii; Sistem erarhic de comandă a muncii utilizînd o modelare a mediului exterior; Model de simulare cifică a familiilor de albine; Model halografic al fenomenelor bioelectrice în creier; Simularea proceselor termice controlate în sistemele tehnice și netehnice; Analiza mecanismului de forțare a circulației singelui și reglarea calității proceselor tranzitorii după presiunea arterială; Două probleme în calculul productivității inimilor artificiale; Un model al protezei ochiului; Randamentul trecerii prin vase microcapilare — studii de simulare; O metodă de investigare și modelare a cineticii populației celulare.

Sesiunea 7/A: În cele 9 comunicări prezentate s-au analizat următoarele probleme: Sisteme cu funcționare parametrică și sinteza lor. Unități care privesc înainte în sistemele cu funcționare parametrică; Proiectarea asistată de calculator a sistemelor secvențiale discrete; Realizarea sistemelor digitale; Asupra calculului punctului de vedere al disponibilității componentelor de sistem utilizînd metoda variabilei adiționale; Posibilitățile aplicării microprocesorului în sistemele de calcul paralel pentru rezolvarea problemelor de teoria cîm-

purilor. Probleme de organizare a dialogului în sistemele semiotice adecvate pentru rezolvare; Microprocesor Intel 8080 ca simulator pe calculatorul Odra 1300; Direcții noi în alocarea resurselor sistemelor de calcul.

Sesiunea 7/C: Subiectele tratate în cele 9 comunicări prezentate sînt următoarele: Teoria modelării proceselor stohastice în dezvoltarea sistemelor și aplicarea ei în cercetarea simptomelor din planificare; Modele de planificare a experimentelor în cercetările economice; Metode de identificare a gradului de siguranță în sistemele mari; Un model dinamic de dezvoltare a sistemului demografic; Modelarea matematică a științei ca un sistem informatic social; Tendințe în sistemele de informare asupra legilor în Polonia; Formularea sistematică a problemelor de management pentru sistemele de calcul; Modelarea matematică a creșterii greutateii corpului animal. Partea II-a: Verificări experimentale pe modelul matematic deductiv; Evaluarea multidimensională a utilității și generalizarea conceptului de optimizare.

Sesiunea 8/A: Au fost prezentate 12 comunicări. Din partea R.S. România a fost prezentată lucrarea „Simularea unui circuit electric neliniar pe un calculator analogic”, autor: Mimi Sasu de la I.C.P.E.-București. Celelalte 11 comunicări au tratat următoarele probleme: Investigații prin simulare a unui model structural al unui tip de wattmetru cu inducție monofazat; Simularea organizării încălzirii într-un container termic; Model matematic simplu al instalației de cristalizare în vid cu aplicație pentru controlul conducerii; O metodă generală de modelare a circuitelor de curent continuu; Analiza performanței sistemului de acționare de forță prin modelarea mișcării unui car longitudinal; Model matematic al curenților turbionari induși în plăci subțiri; Model matematic al fluxului transversal de inducție care încălzește benzi subțiri; Sistem de modelare cu un sistem de simulare cu diagramă bloc digitală interactivă pentru minicalculatoare; Studii de simulare a proceselor de frînare a vehiculelor cu sisteme anti-derapante; Asupra unei metode de sinteză modală utilizînd reacții de ieșire; Modelarea reacțiilor organice în mai multe trepte prin calculator.

Sesiunea 8/C: În ultima sesiune s-au prezentat 12 comunicări privind: Sisteme de comandă pentru producție; Metode de repartitie efectivă a locurilor muncitorilor în clădirile cu multe etaje; Despre unele metode de control al manipulării cu proceduri de învățare; Complex de programe pentru comanda automată a producției de montaj; Conducerea optimă după rapiditatea acționării a secvențelor unor operații complexe independente; Sistemul de optimizare dinamică a proceselor de investiție; Controlul optimal în sistemele social-economice; Problemă de locație optimă a stațiilor de servicii tehnice într-o rețea plană cunoscută apriori; Optimizarea statică și dinamică a unor sisteme de tip om-mașină din producția industrială; Optimizarea intervalelor de toleranță în controlul operațiilor pentru a obține un cost minim al rebutării produselor; Optimizare după criterii multiple în modelele de cooperatie; Modelarea sistemelor de trafic.

Concluzii

Diversitatea mare a problemelor abordate precum și nivelul înalt al comunicărilor prezentate la Simpozionul Internațional „System-Modelling-Control” atestă utilitatea acestor simpozioane, care permit o cooperare științifică și tehnică internațională între specialiști din diferite domenii de activitate, interesați în utilizarea calculatoarelor electronice.

Tehnica mondială de calcul implică în prezent o utilizare largă a calculatoarelor numerice precum și a sistemelor hibride de calcul, atît pentru probleme de cercetare științifică în domenii tehnice și netehnice, cît și pentru prelucrarea datelor.

În țările socialiste, ca și pe plan mondial, există deja o experiență bogată în utilizarea sistemelor hibride de calcul, confirmată atît de nivelul științific, cît și de aria tematică a lucrărilor prezentate la Simpozionul Internațional SMC—4/1979. Cu excepția țării noastre, toate celelalte țări participante la lucrările acestui Simpozion au în dotare sisteme hibride de calcul, care completează gama aplicațiilor ce se pot rezolva eficient pe calculatoare numerice, prin rezolvarea adecvată a unor probleme științifice tipice hibride.

Dr. ing. Mimi Sasu

Aparat cu raze X URS-2,0 model perfecționat

PENTRU ANALIZE CU RAZE X ÎN DOMENIILE FIZICII SOLIDELOR,
CRISTALOGRAFIEI, STUDIULUI METALELOR, CHIMIEI.

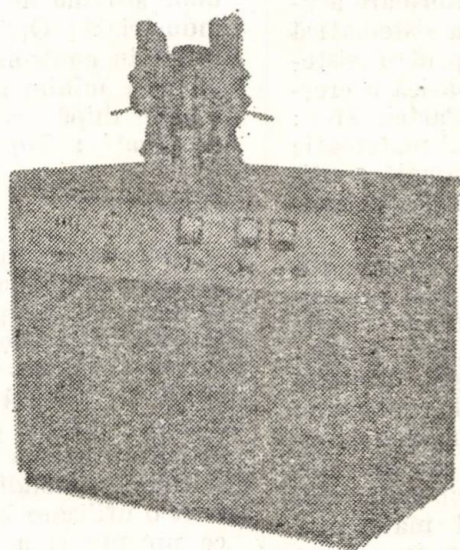


FIGURA DE DIFRACTIE ESTE ÎNREGISTRATĂ PRIN METODA
FOTOGRAFICĂ CU AJUTORUL CAMERELOR DE DIFRACTIE.

APARATUL ESTE DOTAT CU O SURSĂ DE RAZE X CU
CARACTERISTICI DE ÎNALTĂ STABILITATE ÎN CURENT
ANODIC ȘI LA TENSIUNE. PUTEREA SA UTILĂ ESTE DE 5kW.

Exportator:

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

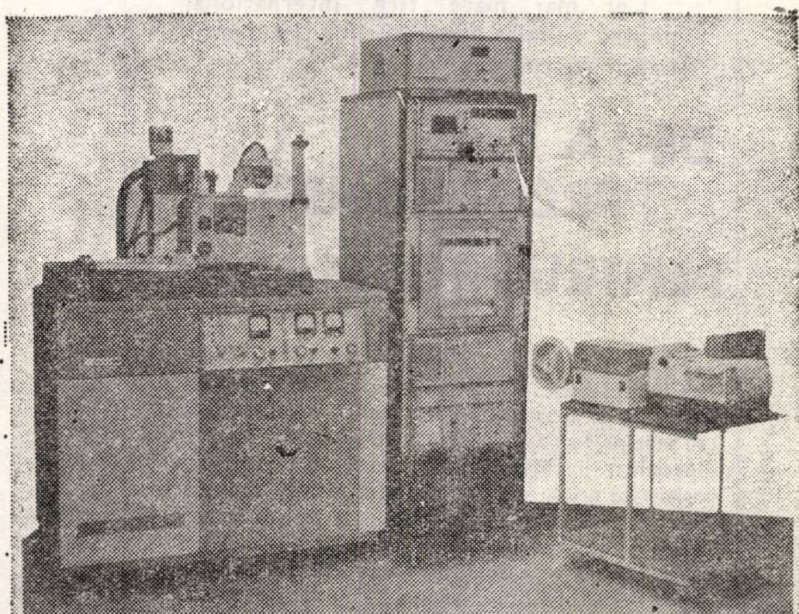
32/34, Smolenskaia — Sennaia; 121200 Moscova, URSS

Telefon: 244—32 — 85; Telex: 7628

PUBLICOM

**Pentru diverse cercetări cu raze x
în domeniul fizicii solidelor, al chimiei,
cristalografiei, studiului metalelor etc.,**

Difractometru universal cu raze x DRON-3



- analize de faze cantitative și calitative
- analize ale soluțiilor cristalizate
- analize ale macro—și microconstrucțiilor
- analize de texturi
- cercetări pe decodaje ale structurii monocristalelor în ajutorul multor accesoriu. Difractometrul DRON-3 permite efectuarea cercetărilor pe diverse materiale la temperaturi înalte (până la 2 000°C) și joase (până la -180°C) și în cazul unghiurilor de difracție foarte sensibile.

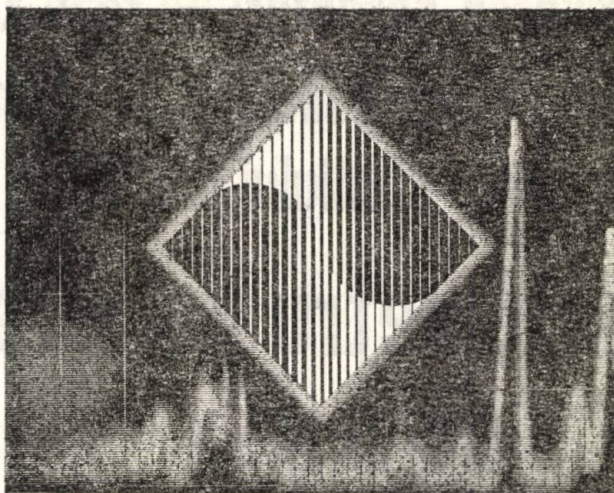
Exportator:

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

32/34, Smolenskaia—Sennaia; 12 1200 MOSCOVA

Telefon: 244—32—85; Telex: 7628

PUBLICOM



INTERKAMA 80

Cel mai mare târg internațional
pentru tehnica măsurătorilor și automa-
tizării cu congres

DE LA PROFESIONIȘTI PENTRU PROFESIONIȘTI

Cine susține că știe și cunoaște totul în branșa măsurătorilor și automatizării cu o dezvoltare fructuoasă, că stăpânește toate dezvoltările noi, nu poate fi un specialist. INTERKAMA înseamnă în fiecare 3 ani orientare nouă, seminar non-stop pentru cunoaștere mai amplă. Numai cine vine, merge mai departe. De aceea planificați de pe acum călătoria dvs. la Düsseldorf. Rămâneți mai mult de două zile acolo! Pentru că zilele — INTERKAMA valorează mai mult decât multe zile la birou, în laborator, producție sau experiențe. Se dau mult prea multe idei, ca să se poată lipsi.

Întotdeauna INTERKAMA a fost un târg al surprizelor, de la acest mare târg internațional au venit impulsuri noi pentru tehnica măsurătorilor și automatizării. S-a confirmat întotdeauna, că tot ce s-a prezentat, transmis și demonstrat la INTERKAMA, cu târgul ei de specialitate, cu congresul, disputele și demonstrațiile speciale au influențat decisiv dezvoltarea tehnologică.

Nu veniți singur la Düsseldorf. Merită să aduceți cu dvs. managerul dvs. tehnic și comercial. Faceți pași înainte cu întreaga dvs. echipă. Pentru că INTERKAMA este progres pentru fiecare care dorește să rămână în continuare profesionist în meseria sa.

Düsseldorf 9.-15.10.1980

Congres : 8.-9.10

Reluare : 13.-14.10.

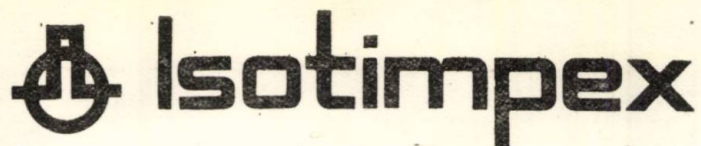
Alte informații: (Societatea târgului din Düsseldorf)

NOWEA — Căș. poștală 32 02 03; Locul târgului:

4000 Düsseldorf 30. Telefon (0211) 4560-1, Telex 8 584 853

PUBLICOM

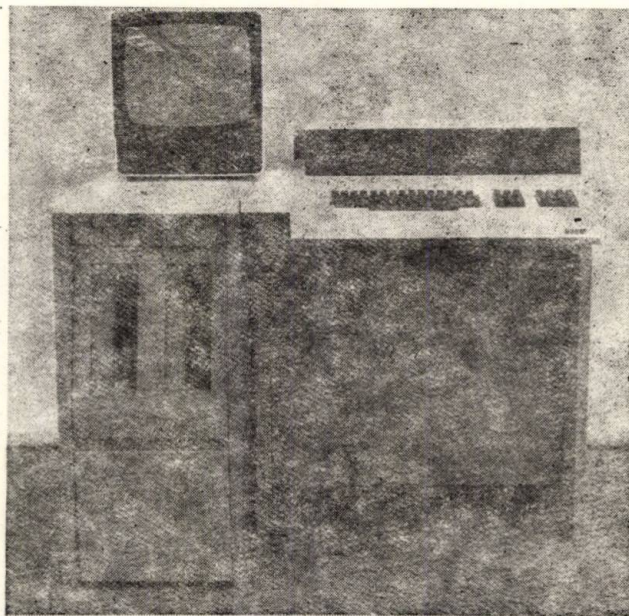




MAȘINA DE PRELUCRAT TEXTE ISOT 1002 S

Mașina de prelucrat texte ISOT 1002 S este destinată automatizării scrisului la mașină, a activităților redacționale în birourile de scris, redacții și combinate poligrafice, documentarea produselor noi în institutele de proiectare-construcții și bazele de dezvoltare, precum și pentru organizarea activităților moderne de cancelarie în centrele marii industrii și ale agriculturii.

Ea este realizată pe principiul modulelor și realizată ca un singur loc de muncă unitar prin două module mecanice standardizate.



PARAMETRII TEHNICI

- Dispozitivul de comandă pe baza a 8 microprocesoare B.
- Memoria operativă - 48 kB
- Indicarea tubului electronic de emisie cu o singură posibilitate pentru 1920 simboluri.
- Tastatură standard - cirilică și latină.
- Tastatură funcțională pe baza limbajului tradițional pentru corecturi și prelucrări de texte.
- Memorie externă pe discuri magnetice ES 5074
- Dispozitiv de tipărit cifre și litere în serie ES 7187.
- Tensiunea de rețea 220 V 50 Hz.

POSIBILITATI FUNCTIONALE

- introducerea și memorarea textului în memoria externă;
- stabilirea automată a formatului textului;
- diferite corecturi, completări, înlocuiri și excluderea de propoziții, cuvinte sau simboluri;
- elaborarea de documente de la paragrafe standard de texte;
- multiplicarea documentelor.

Exportator: AHO "IZOTIMPEX"

Str. Tschapaev 51

Sofia/Bulgaria

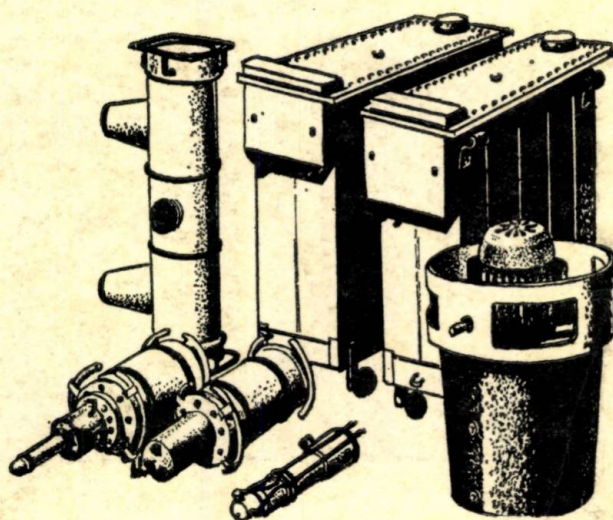
Telefon: 73-61

Telex: 022731/32

Controler de defecte industrial cu raze x

RAP-150/300

pentru tensiune anodică pînă la 300 kV



Pentru controlul nedistructiv al pieselor metalice și nemetalice, sudurilor, lucrărilor metalice efectuate atît în atelier, cît și în laborator.

- radioscopia lucrărilor în oțel cu grosimea pînă la 80 mm, în aluminiu - pînă la 250 mm.
- polivalență datorită folosirii a patru radiatoare cu raze X cu directivitate panoramică.

Exportator:

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

32/34, Smolenskaia — Sennaia; 121200 Moscova,
Telefon: 244—32 — 85; Telex: 7628

PUBLICOM